

300617

13.  
214



# UNIVERSIDAD LA SALLE

ESCUELA DE INGENIERIA  
INCORPORADA A LA U. N. A. M.

"DISEÑO DE ELEMENTOS DE ALMACENAMIENTO  
Y TRANSFERENCIA DE ENERGIA EN  
CONVERTIDORES CD-CD"



## TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A :

JESUS ENRIQUE GLORIA SUAREZ

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

## INDICE

INTRODUCCION .....	1
CAPITULO 1 CONVERTIDORES CD-CD .....	4
1.1.- Generalidades .....	4
1.2.- Tipos de Convertidores .....	5
1.3.- Clasificación de los Convertidores ....	6
1.4.- Convertidores CD-CD .....	7
1.4.1.- Convertidor Reductor .....	9
1.4.2.- Convertidor Elevador .....	12
1.4.3.- Convertidor Elevador-Reductor .	15
1.4.4.- Convertidor $\zeta$ uk .....	16
1.4.5.- Convertidor Elevador-Reductor Aislado .....	17
1.4.6.- Convertidor Push-Pull .....	17
1.5.- Modos de Operación .....	20
1.6.- Selección .....	21
1.7.- Comparación .....	23
CAPITULO 2.- ELEMENTOS DE ALMACENAMIENTO Y TRANSFERENCIA DE ENERGIA .....	26
2.1.- Elementos de Filtrado .....	26
2.1.1.- Filtros de Entrada .....	27
2.1.2.- Filtros de Salida .....	29
2.2.- Transformador de Aislamiento .....	32
2.3.- Redes de Amortiguamiento .....	38
2.3.1.- Redes de encendido .....	43
2.3.2.- Redes de Apagado .....	44

CAPITULO 3.- METODOLOGIA PARA EL DISEÑO .....	48
3.1.- Diseño de Elementos de Filtrado .....	48
3.1.1.- Filtros de Entrada .....	48
3.1.2.- Filtros de Salida .....	49
3.2.- Diseño del Transformador de Aislamiento .....	51
3.3.- Diseño de Redes de Amortiguamiento .....	59
CAPITULO 4.- DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UNA FUENTE DE PODER CONMUTADA .....	62
4.1.- Especificaciones .....	62
4.2.- Consideraciones de Diseño .....	63
4.3.- Descripción de los componentes .....	64
4.4.- Construcción .....	71
CAPITULO 5.- PRUEBAS Y RESULTADOS .....	76
5.1.- Prueba de Regulación de Línea .....	76
5.2.- Prueba de Regulación de Carga .....	77
5.3.- Prueba del Lazo de Control .....	78
5.4.- Prueba de la Red de Amortiguamiento ...	80
5.5.- Mediciones de Tensión y Corriente de Salida .....	81
CONCLUSIONES .....	82
APENDICE A.- Selección de Núcleos .	
APENDICE B.- Interferencia Electromagnética.	
APENDICE C.- Filtros LC de Entrada.	
APENDICE D.- Hojas de Datos.	

#### BIBLIOGRAFIA

## INTRODUCCION. -

Dentro de la electrónica de potencia los convertidores cd-cd conmutados juegan un papel muy importante, ya que constituyen los bloques principales de diversos circuitos. Entre sus aplicaciones principales se encuentran: Fuentes de alimentación, Controles de velocidad de motores, etc.

Entre las ventajas principales de los convertidores se tiene:

1. Su Eficiencia.
2. Su Volumen.
3. Su Peso.
4. Su Costo.

Estas son de gran importancia en aplicaciones como fuentes de alimentación para equipos electrónicos en aviones, computadoras, etc, donde factores como el volumen y el peso resultan determinantes en el diseño.

Así mismo, y gracias al advenimiento de dispositivos semiconductores tales como MOSFET'S de potencia y de materiales magnéticos capaces de trabajar en altas frecuencias, factores como la eficiencia y el costo pueden ser mejorados día a día.

Sin embargo, para lograr que sus ventajas verdaderamente lo sean, es necesario conocer las configuraciones básicas de convertidores así como sus características de operación. Además de conocer cual es la función que desempeñan los elementos de almacenamiento y transferencia de energía, ya que de ellos depende, en gran medida, el volumen, peso y eficiencia del convertidor.

En este trabajo se pretende presentar una metodología sencilla para el diseño de los elementos de almacenamiento de energía, empleados en convertidores cd-cd.

En el capítulo 1 se presenta una descripción de las principales configuraciones de convertidores así como de sus características de operación.

En el capítulo 2 se describen las características de los elementos de almacenamiento de energía utilizados en

convertidores cd-cd.

En el capítulo 3 se presenta una metodología para el diseño de dichos elementos.

En el capítulo 4 se propone, a manera de ejemplo, el diseño de una fuente de poder conmutada.

Finalmente, en el capítulo 5 se incluyen las pruebas a las que fue sometida la fuente y los resultados que se obtuvieron.

## 1.- CONVERTIDORES CD-CD

### 1.1.- Generalidades.

En la actualidad existen tres formas principales para obtener, a partir de una línea de corriente alterna, potencia regulada en corriente directa: La regulación lineal, la ferro-resonante, y la conmutada.

La regulación lineal de potencia, que es la más utilizada, se basa en el uso de un elemento serie ya sea una resistencia o un transistor utilizado en la región lineal. De tal forma que la corriente de carga pasa por el elemento serie, lo cual provoca que, a mayor diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida, mayores sean las pérdidas resultando en un rango de eficiencia típico del 30 al 50%.

La ferro-resonante, que consiste en regular tensión alterna y luego rectificarla y filtrarla, puede ser más eficiente que la serie. Consiste esencialmente de un transformador devanado especialmente y de un filtro de entrada capacitivo. Una de sus principales desventajas es que el transformador es muy sensible a las variaciones en la frecuencia de la línea de alimentación, además de que puede llegar a ser hasta tres veces mayor que un transformador convencional.

Una forma de regulación más eficiente que la lineal, y que no presenta las desventajas de la ferro-resonante, es la conmutada. Esta se basa en el uso de interruptores y elementos de almacenamiento de energía los cuales son, idealmente, 100% eficientes.

Los bloques funcionales básicos de los reguladores lineales y de los conmutados, son los convertidores.

#### 1.2.- Tipos de Convertidores.

Existen distintos tipos de convertidores:

- + Convertidores cd-cd.  
( Troceadores )
- + Convertidores cd-ca.  
( Inversores )
- + Convertidores ca-ca.  
( Ciclo Convertidores )

+ Convertidores ca-cd.

( Rectificadores )

### 1.3.- Clasificación de los Convertidores.

Los convertidores pueden ser clasificados de varias formas entre las que se encuentran:

Por la forma en que se realiza la transferencia:

1. Convertidores de un cuadrante.- La corriente fluye en un solo sentido y la tensión tiene una sola polaridad.
2. Convertidores de dos cuadrantes.- La corriente fluye en un solo sentido y la tensión puede tener ambas polaridades o viceversa.
3. Convertidores de cuatro cuadrantes.- La corriente puede fluir en ambos sentidos y la tensión tener ambas polaridades.

Para los convertidores cd-cd se tiene:

+ Convertidores sin aislamiento galvánico.

- Reductor ( Buck ).
- Elevador ( Boost ).
- Elevador-Reductor ( Buck-Boost ).

+ Convertidores con aislamiento galvánico.

- Asimétricos:
  - Directo.

- Elevador-Reductor aislado (Fly-Back).
- Medio Puente Directo.
- Simétricos:
  - Push-Pull.
  - Medio Puente con Capacitores.
  - Puente.

#### 1.4.- Convertidores CD-CD.

Un convertidor cd-cd conmutado es un circuito el cual, funcionando en base a interruptores y elementos pasivos, permite que la energía eléctrica pueda ser transferida de la fuente a la carga y viceversa.

La configuración más simple de convertidor cd-cd es el convertidor reductor básico mostrado en la figura 1. La tensión de entrada es troceada por medio del interruptor de un polo dos tiros S, de ahí que este tipo de circuitos reciban el nombre de troceadores. Después de esto la señal obtenida es filtrada para obtener una cierta tensión de salida.

La conversión de energía se realiza cambiando un cierto nivel de cd a otro nivel que puede ser mayor o menor dependiendo del tipo de convertidor que se esté utilizando. Dicha conversión de energía se hace en forma pulsada ya que de esta manera las pérdidas se ven substancialmente

reducidas. En cierta forma, es posible decir que un convertidor cumple las veces de un transformador con la ventaja de que puede operar satisfactoriamente en cd, lo que no sucede con un transformador convencional.

Para obtener un control electrónico completo del convertidor, es conveniente realizar el interruptor por medio de semiconductores. Una manera de lograr esto es por medio del uso de transistores como dispositivos de control y de diodos como interruptores sincronizados complementarios, tal como se ilustra en la figura 2. Una limitación que resulta de hacer esto es que la corriente solo puede fluir en un sentido y que solamente se puede bloquear la tensión de una polaridad. Aunque esto limita la operación del convertidor a un solo cuadrante, esto es suficiente para muchas de las aplicaciones de conversión cd-cd.

Así mismo, en algunas de las aplicaciones es necesario tener aislamiento de cd, principalmente por razones de protección, entre el lado de la fuente y el lado de la carga. La manera más común de lograr esto es mediante el uso de un transformador de aislamiento.

A continuación se describen las configuraciones básicas de los convertidores y se dan sus características principales.

#### 1.4.1.- Convertidor Reductor.

Este tipo de convertidor reduce la tensión de entrada una cierta cantidad para obtener una tensión de salida menor (figura 2).

El transistor, que es utilizado como interruptor, se hace conmutar a una frecuencia elevada (generalmente  $f_s \gg 20\text{KHz}$ ). De esta forma la carga solamente se encuentra conectada a la fuente durante el periodo de tiempo en que el interruptor está cerrado ( $T_c$ ).

Si se define el periodo como  $T = T_s$  donde  $T_s = 1/f_s$ , se tiene que:

$$T = T_c + T_o \quad (1)$$

donde  $T_o$  = Tiempo que el interruptor está abierto.

En este tipo de convertidor la relación que existe entre la tensión de salida y la tensión de entrada se obtiene de considerar la caída de tensión en el inductor tanto en el tiempo de encendido como en el tiempo de apagado.

De la figura 2 se tiene que durante el tiempo de encendido la corriente en el inductor L se incrementa de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\Delta I(+) = (V_{in} - V_{out}) T_c / L$$

Mientras que durante el tiempo de apagado la misma corriente se decrementa por:

$$\Delta I(-) = V_{out} T_o / L$$

Ya que en estado estable el incremento y el decremento en la corriente del inductor son iguales se tiene que:

$$\Delta I(+) = \Delta I(-)$$

$$V_{in} T_c = V_{out} (T_o + T_c)$$

$$V_{in} T_c = V_{out} T$$

$$V_{out} = V_{in} D \quad (*) \quad (2)$$

donde  $D = \text{Ciclo de trabajo} = T_c / T$

Como puede observarse fácilmente de la ecuación (2), la tensión de salida puede ser variada por la simple modificación del ciclo de trabajo. Lo cual puede lograrse de dos formas:

1. Variando el tiempo de encendido ( $T_c$ ) y dejando el periodo  $T$  constante.
2. Variando el periodo  $T$  y dejando el tiempo de encendido constante.

---

\* Este mismo procedimiento es el que se sigue para la deducción de las relaciones de tensión para los demás convertidores.

De estas dos formas la que se prefiere es la primera, ya que al permanecer el período constante, la frecuencia de conmutación es constante y por lo tanto las frecuencias armónicas que se generan son más fáciles de filtrar, o en un momento dado más fáciles de tolerar que si fuesen producidas por una frecuencia variable.

Ya que la eficiencia de un sistema está definida como la relación que existe entre la potencia de salida y la potencia de entrada de dicho sistema se tiene que:

$$\begin{aligned}\eta &= P_{out} / P_{in} \\ &= P_{out} / ( P_{out} + \text{Pérdidas} ) \quad *\end{aligned}$$

Como las pérdidas en este tipo de convertidores, tanto en el tiempo de encendido como en el tiempo de apagado, son iguales a la corriente de carga multiplicada por  $l$  ( $V_{sat}$  ó  $V_{diodo}$  según sea el caso) se tiene:

$$\eta = V_{out} I_{out} / ( V_{out} I_{out} + I_{out}(l) )$$

Si se considera que las pérdidas en el momento de la conmutación son iguales a las pérdidas en cd, es decir,

$I_{out}(l)$  entonces:

$$\eta = V_{out} / ( V_{out} + 2 ) \quad ( 3 )$$

---

\* Este mismo procedimiento se sigue para determinar la eficiencia de los demás convertidores.

Sus características se enlistan a continuación:

1. Es un convertidor de un solo cuadrante.
2. El convertidor puede operar en modo continuo o discontinuo. La potencia que el convertidor puede entregar a la carga en el modo discontinuo de operación es siempre menor que la que puede entregar en modo continuo.
3. Las tensiones de la fuente y de la carga son de la misma polaridad.
4. La corriente de la fuente es siempre discontinua, lo cual produce armónicas e interferencia electromagnética (EMI).
5. La corriente en la carga es continua o triangular (discontinua) dependiendo del modo de operación del convertidor y del valor de la carga alimentada.
6. Es muy importante que este tipo de convertidor sea protegido contra corto circuito en la carga.

#### 1.4.2.- Convertidor Elevador.

Este tipo de convertidor (figura 3) eleva la tensión de entrada para obtener una cierta tensión de salida mayor.

Cuando el transistor está encendido la bobina  $L_1$  se carga a un cierto nivel de energía que depende de que tanto tiempo permanezca esta condición. Cuando el transistor se apaga, la energía almacenada en  $L_1$  es transferida a la carga y al capacitor de salida  $C_o$ . La relación que existe entre la tensión de entrada y la tensión de salida está dada por la siguiente expresión:

$$V_{out} = V_{in} / ( 1 - T_c/T ) \quad ( 4 )$$

De aquí se puede observar fácilmente que al aumentar  $T_c$  el valor de  $V_{out}$  aumenta. Su eficiencia puede ser calculada de:

$$\eta = V_{in} / ( V_{in} + 2 ) \quad ( 5 )$$

Sus características se enlistan a continuación:

1. Es un convertidor de un solo cuadrante.
2. La corriente en el lado de la fuente es continua.
3. Las tensiones de la fuente y de la carga son de la misma polaridad.

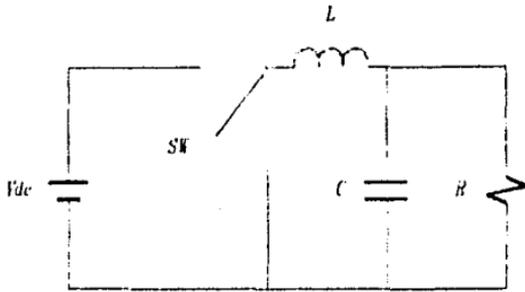


Figura 1  
TROCEADOR BASICO

Figura 2  
CONVERTIDOR  
REDUCTOR

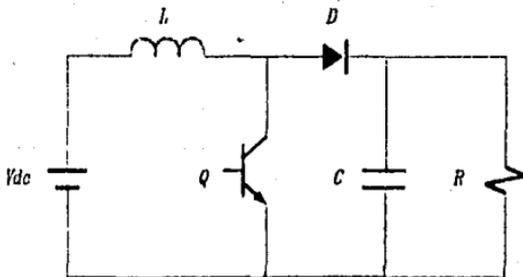
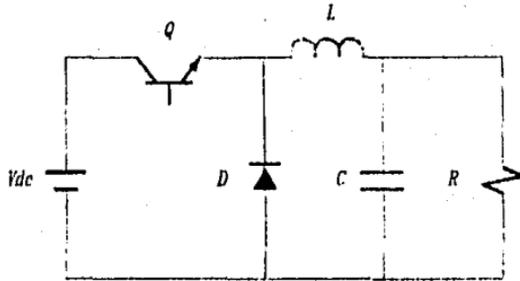


Figura 3  
CONVERTIDOR  
ELEVADOR

### 1.4.3.- Convertidor Elevador-Reductor.

Este convertidor tiene la ventaja de poder operar como convertidor reductor o como convertidor elevador.

La energía es primero almacenada en el inductor (figura 4) durante el tiempo en que el transistor está encendido. Posteriormente, y cuando el transistor se encuentra apagado, la energía almacenada es transferida a la carga.

Esto se debe a lo siguiente: Cuando el transistor está encendido, la energía se almacena en el inductor y no puede ser transferida a la carga simultáneamente debido a su polaridad y al diodo. Una vez que el transistor ha dejado de conducir, se produce un cambio de polaridad entre las terminales del inductor lo que ocasiona que el diodo quede polarizado en directa, lograndose de esta forma la transferencia de energía.

La relación que existe entre la tensión de salida y la tensión de entrada está definida por :

$$V_{out} = V_{in} (T_c/T_o) \quad ( 6 )$$

Su eficiencia está dada por la fórmula ( 5 ).

Las características de este convertidor se enlistan a continuación:

1. Es un convertidor de un solo cuadrante.
2. Las tensiones de la fuente y de la carga son de polaridad opuesta.
3. Puede ser elevador o reductor dependiendo de si  $D > 0.5$  ó  $D < 0.5$  respectivamente.
4. Las corrientes de la carga y de la fuente son discontinuas.
5. La potencia entregada a la carga en el modo continuo de operación es mayor que la entregada en el modo discontinuo.

#### 1.4.4.- Convertidor $\text{Cuk}$ .

Este tipo de convertidor constituye la configuración más recientemente desarrollada (figura 5) [2]. En él la transferencia de energía se realiza en forma capacitiva, a diferencia de los demás convertidores en los que la transferencia es de tipo inductiva.

Una de sus principales ventajas es que las corrientes tanto a la entrada como a la salida son continuas, lo cual reduce considerablemente la interferencia electromagnética producida.

#### 1.4.5.- Convertidor Elevador-Reductor Aislado.

En este tipo de convertidores la tensión de salida no solo depende de  $T_c$  y  $T_o$ , sino también depende de la relación de transformación  $(N_p/N_s)$ . La relación que existe entre la tensión de salida y la tensión de entrada está dada por la siguiente expresión:

$$V_{out} = V_{in} (T_c/T_o)(N_s/N_p) \quad (7)$$

Este convertidor (fig. 6) tiene la desventaja de que, debido a que las corrientes en los devanados del transformador solo fluyen en un sentido, existe la posibilidad de que el núcleo se sature. Para evitar esto se fabrica el transformador con un entrehierro, lo cual constituye su principal desventaja para ser utilizado en potencias mayores a 150W.

Este tipo de convertidor es una extensión del convertidor elevador-reductor sin aislamiento.

#### 1.4.6.- Convertidor Push-Pull:

En este tipo de convertidores se utiliza un transformador con derivación central en el devanado primario y a la salida del secundario se tiene un rectificador de onda completa. La carga es alimentada alternadamente por cada medio devanado primario dependiendo de que transistor sea el que se encuentre encendido Q1 ó Q2 (Ver Fig 7).

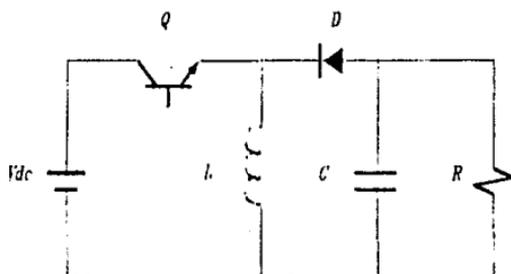


Figura 4  
CONVERTIDOR  
ELEVADOR REDUCTOR  
NO AISLADO

Figura 5  
CONVERTIDOR  
CUK

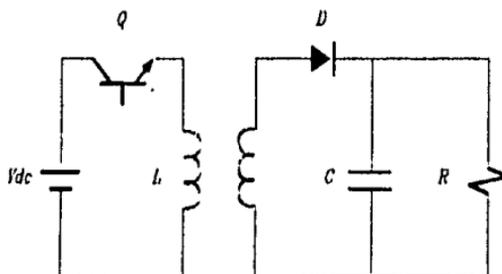
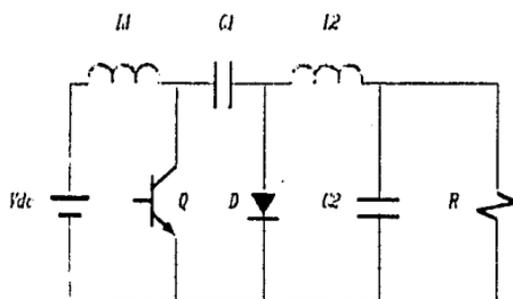


Figura 6  
CONVERTIDOR  
ELEVADOR REDUCTOR  
AISLADO

Una de sus principales ventajas es que se pueden tener salidas múltiples por la simple adición de un transformador multisecondario, los valores de  $V_{dc}$  de cada devanado son independientes entre sí. De esta forma es posible lograr, a partir de una sola tensión de entrada, los distintos valores de tensión que se requieren en algunos equipos, por ejemplo:  $\pm 5$  V para circuitos de procesamiento digital,  $\pm 15$  V para circuitos de procesamiento analógico, etc...

Este tipo de circuito es muy eficiente y su eficiencia está dada por:

$$\eta = ((V_{dc} - 1)/V_{dc})^2 (V_{out}/V_{out} + 1) \eta_{tr} \quad (8)$$

Donde:  $\eta_{tr}$  = Eficiencia del Transformador

Otra de las ventajas de este tipo de convertidor es que las formas de onda en el primario y en el secundario del transformador son cuadradas (figura 8)

Como puede apreciarse en la figura 8, la forma de onda después del rectificador puede ser fácilmente filtrada y por lo tanto se requiere un capacitor de tamaño relativamente pequeño.

La relación que existe entre la tensión de salida y la tensión de entrada está dada por la siguiente relación:

$$V_{out} = ((V_{dc} - 1)(N_s/N_p) - 1) D \quad (9)$$

De aquí se puede observar que si la tensión de entrada es regulada y libre de rizo, la tensión de salida también será regulada y libre de rizo.

En este tipo de convertidor, y debido a la baja impedancia de salida, es posible tener cambios considerables en la carga sin que esto se refleje en cambios considerables en  $V_{out}$ .

#### 1.5.- Modos de Operación.

Considerese el caso del convertidor reductor de la figura 2, cuyas formas de onda de corriente a través del inductor L se muestran en la figura 9.

Si la inductancia L es lo suficientemente grande, será capaz de almacenar la energía necesaria para poder suministrar la corriente de carga durante el tiempo en que el transistor se encuentre apagado, de tal forma que al momento en que el transistor vuelva a encender aún existirá corriente fluyendo del inductor a la carga, a esto se le conoce como modo continuo de operación [7].

Por el contrario, si la inductancia es baja la corriente caerá a cero antes de que el transistor vuelva a encender (modo discontinuo de operación), en este caso la relación entre la tensión de entrada y la tensión de salida

se verá afectada.

Si se presenta este último caso, la salida puede quedar fuera de regulación y eventualmente perjudicar a la carga alimentada por el convertidor. Esto se debe a lo siguiente:

Si existe un flujo promedio de corriente a través del inductor y la corriente de carga verdaderamente es cero, dicha corriente debe de fluir en algún lado; en este caso hacia el capacitor de salida, el cual comenzará a cargarse a valores superiores al deseado. Este fenómeno no es controlable por la red de retroalimentación, quedando por lo tanto la salida fuera de control [1].

Este mismo fenómeno puede presentarse en el caso de que la corriente de carga disminuya de valor, siendo el valor crítico  $I_{\text{carga}} = \Delta I/2$ .

#### 1.6.- Selección.

La selección del tipo de convertidor a utilizar para una aplicación determinada depende de diferentes factores, entre los que se encuentran la capacidad de potencia manejada por el convertidor y la tensión de alimentación al convertidor.

En lo que resta del trabajo solo se consideran tres tipos de convertidores: El directo (extensión aislada del convertidor reductor), el elevador-reductor aislado, y el

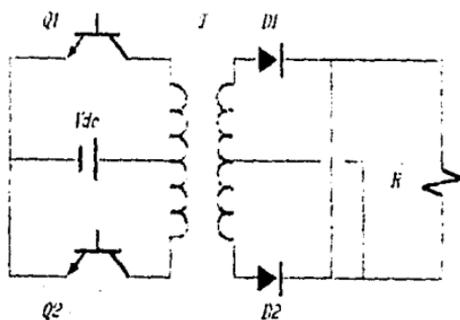
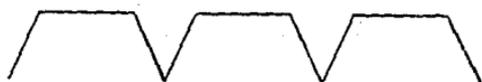


Figura 7  
CONVERTIDOR  
PUSH PULL

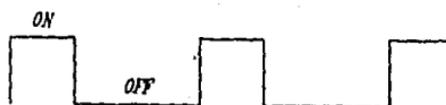


a) en el primario



b) en la carga

Figura 8  
FORMAS DE  
ONDA



a) continuo



b) discontinuo

Figura 9  
FORMAS DE ONDA  
EN EL INDUCTOR

push-pull. Por considerar que con ellos se satisfacen las necesidades de convertidores en bajas y medianas potencias (hasta 400W) para tensiones de alimentación monofásicas, en caso de tener tensiones de alimentación mayores, se pueden utilizar convertidores tipo medio puente con capacitores y tipo puente completo.

#### 1.7.- Comparación.

Directo:

Ventajas:

1. Bajo rizo en la tensión de salida.
2. Fácil obtención de múltiples salidas.
3. Requiere de solamente un transistor.
4. Util en aplicaciones de alta potencia.

Desventajas:

1. Requiere de un devanado de desmagnetización.

Elevador-Reductor Aislado:

Ventajas:

1. No se necesita inductor de filtrado a la salida.
2. Circuitería simple.
3. Fácil obtención de múltiples salidas.
4. Util en aplicaciones de múltiples salidas de alto tensión

Desventajas:

1. Alto rizo en la tensión de salida.
2. Requiere de núcleos grandes para los inductores.
3. Niveles bajos de potencia de salida.
4. Requiere de una carga mínima para poder regular.

Push-Pull:

Ventajas:

1. Bajo rizo en la tensión de salida.
2. Buena regulación.
3. Capacidad de altas potencias de salida.
4. Mayor aprovechamiento del transformador.

5. Util en aplicaciones de una salida de alta potencia.

**Desventajas:**

1. Circuitería compleja.

2. Número elevado de componentes.

## 2.- ELEMENTOS DE ALMACENAMIENTO Y TRANSFERENCIA DE ENERGIA.

### 2.1.- Elementos de filtrado.

Un filtro eléctrico es un dispositivo el cual puede ser colocado entre las terminales de una red eléctrica, circuito electrónico, equipo o caja negra y cuya función principal es la de atenuar las componentes de frecuencia no deseadas de una señal determinada.

Los filtros se clasifican comúnmente en cuatro grupos:

- +Filtros Pasa Bajas.
- +Filtros Pasa Altas.
- +Filtros Pasa Banda.
- +Filtros Supresores de Banda.

Un filtro pasa bajas es aquel que permite que las señales cuyas componentes de frecuencia se encuentren entre  $\omega=0$  (corriente directa) y  $\omega=\omega_c$  (frecuencia de corte) pasen a través de él sin ninguna o con muy poca atenuación.

Por el contrario, un filtro pasa altas, es aquel que solo permite el paso de las señales cuyas componentes de frecuencia se encuentran por arriba de  $\omega_c$ .

En el caso de un filtro pasa banda solo las señales cuyas componentes de frecuencia se encuentren dentro de un rango comprendido entre  $\omega=\omega_{cinf}$  y  $\omega=\omega_{csup}$  podrán pasar sin sufrir una atenuación considerable. Mientras que en un filtro supresor de banda sucede lo contrario.

En este trabajo solo se consideran de interés los filtros pasa bajas.

Una de las principales funciones de los elementos de filtrado es la de evitar que la interferencia electromagnética generada en un convertidor (Apéndice B) se propague hacia la fuente primaria ó hacia la carga alimentada por el convertidor.

#### 2.1.1.- Filtros de Entrada.

Un filtro de entrada es en ocasiones requerido entre un convertidor y su fuente de poder. Su función principal consiste en evitar que la corriente pulsante del convertidor se refleje en la fuente y que los transitorios de tensión que se presenten en ésta no afecten el funcionamiento del convertidor.

Consecuentemente un filtro no solo debe proveer alta atenuación a las señales cuyas componentes de frecuencia son armónicas o subarmónicas de la frecuencia de conmutación, sino también debe proveer suficiente amortiguamiento contra cualquier disturbio en la línea.

En la actualidad la mayoría de los rectificadores que alimentan a los convertidores, es seguido por un filtro de tipo capacitivo.

El funcionamiento de este tipo de filtro se explica mejor con ayuda de la figura 10. En el primer medio ciclo de la onda de tensión, y conforme ésta aumenta de valor el capacitor comienza a cargarse, casi sin ningún retraso, de tal forma que cuando la onda alcanza su máximo el capacitor ya se cargó a un valor cercano al pico de tensión. En el instante en que la tensión comienza a disminuir de valor y si el capacitor se ha seleccionado de un tamaño adecuado, éste se encargará de suministrar la corriente que la carga demande durante el tiempo en que ambos rectificadores permanezcan apagados.

Si el capacitor no es el adecuado la tensión a la salida presentará un rizo mayor, pudiendo inclusive presentarse el caso de que siguiera la forma de onda a la salida del rectificador durante todo el tiempo.

Por lo tanto, de la adecuada selección del capacitor de filtrado depende que el rizo de tensión a la entrada del convertidor se mantenga en un nivel adecuado. Por lo general no se permiten rizos mayores al 10% de la tensión de entrada. Sin embargo, también es posible tener rectificadores seguidos por filtros LC de una etapa (Apéndice C).

#### 2.1.2.- Filtros de Salida.

Los filtros de salida juegan un papel muy importante dentro del diseño y operación de los convertidores cd-cd conmutados.

Su función principal consiste en promediar la tensión a la salida del interruptor, o del rectificador en el caso de los convertidores con aislamiento galvánico, de tal forma que a la salida se obtenga una tensión cuyo valor promedio sea igual al valor de tensión en corriente directa que se desea.

Además, tienen gran influencia sobre el rizo de corriente. Ya que con una inductancia de filtrado mayor, el rizo permitido a la salida sería menor y por lo tanto sería más fácil lograr que el convertidor operase en modo continuo.

Los tipos de filtro de salida más comúnmente empleados son:

- + Filtro Capacitivo.
- + Filtro LC de una etapa.
- + Filtro LC tipo  $\pi$ .

El primer tipo consiste de un capacitor conectado en paralelo a la salida del convertidor. Este tipo de filtro no siempre representa una buena solución, ya que al no contar con un inductor que se encargue de mantener el rizo de corriente en niveles bajos, la tensión de salida presentará un rizo proporcional a dicho rizo de corriente y el cual se debe a la resistencia serie equivalente del capacitor (ESR).

Para lograr que el rizo de tensión se mantenga en niveles adecuados se utiliza un inductor conectado en serie a la salida del convertidor y colocado antes del capacitor de filtrado (filtro LC de una etapa), de esta forma se

obtiene una mejora considerable en el funcionamiento del convertidor. Este tipo de filtro es el más utilizado de los tres.

El filtro LC tipo  $\pi$  es una variante del filtro anterior y en este trabajo no será considerado más en detalle.

De las características propias del filtro LC de una etapa la más importante es la relacionada con su respuesta a la frecuencia, ya que ésta tiene gran influencia sobre el lazo de control del sistema.

En la figura 11 se muestra un trazo de Bode de una red de este tipo, en él se puede observar que la magnitud tiene un cambio de pendiente de cero a  $-40\text{dB/dec}$  en una frecuencia de corte determinada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Mientras que la fase de dicha red (no ilustrada) es igual a cero grados para frecuencias menores a  $f_c$  e igual a  $-180$  grados para frecuencias mayores a  $f_c$ .

La frecuencia de corte  $f_c$  puede ser seleccionada para estar a cualquier frecuencia arbitraria mediante la adecuada selección de la inductancia  $L$  y la capacitancia  $C$ .

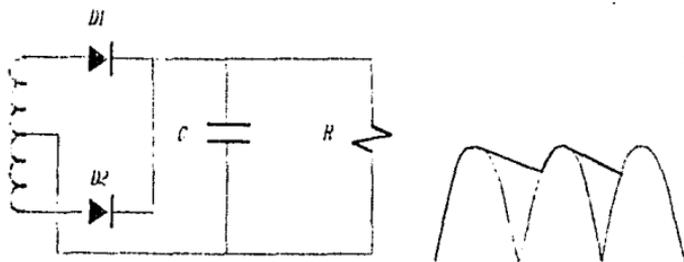
## 2.2.- Transformador de Aislamiento.

Ya que en algunas aplicaciones es necesario un aislamiento de cd entre el lado de la fuente (entrada) y el lado de la carga (salida), es conveniente contar con algún método que permita obtener dicho aislamiento.

Una forma de lograr esto es mediante el uso de un transformador de aislamiento. En la práctica resultaría conveniente utilizar transformadores con características cercanas a lo ideal. Sin embargo, es bien sabido que esto no es posible ya que se presentan fenómenos, tales como la inductancia de dispersión, que resultan en detrimento de las características ideales de operación.

El diseño del transformador de aislamiento depende del tipo de convertidor en el cual vaya a ser instalado.

En la figura 12 se ilustra un transformador de aislamiento para ser utilizado en convertidores de tipo directo. En ella se puede observar que dicho transformador consta de tres devanados: Un devanado primario, un devanado secundario y un devanado de desmagnetización. La existencia de un transformador con múltiples secundarios no queda excluida, solo que aquí se muestra únicamente el caso de un



33

Figura 10 FILTRO DE ENTRADA Y FORMAS DE ONDA

Figura 11  
RESPUESTA A LA  
FRECUENCIA DE UN  
FILTRO PASA BAJAS

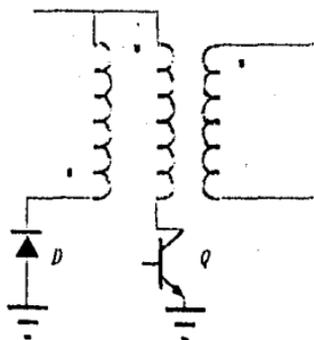
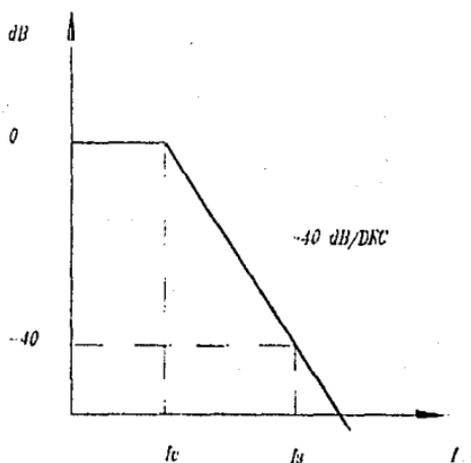


Figura 12  
TRANSFORMADOR PARA  
CONVERTIDOR DIRECTO

solo devanado secundario para facilitar la explicación. En caso de haber mas secundarios sus características deberán ser iguales a las aquí ilustradas.

Los devanados primario y secundario deben de ser de polaridad tal que la transferencia de energía se realice en forma simultánea, su relación de transformación depende del diseño en particular (cap. 3). Su función principal es la de proveer el aislamiento necesario entre la fuente y la carga.

Por su parte, el devanado de desmagnetización debe de ser de polaridad opuesta. Su función principal es la de evitar que el núcleo del transformador se sature.

Cuando el transistor se encuentra encendido la transferencia de energía entre el primario y secundario se realiza en forma convencional; mientras que, debido a su polaridad y al diodo D, el devanado de desmagnetización se encuentra fuera de operación. En el instante en que el transistor se apaga y debido a que la corriente en un inductor no puede dejar de fluir en forma instantánea, la polaridad de los tres devanados se invierte. Al ocurrir esto el diodo D enciende "activando" al devanado de desmagnetización, el cual se encarga de liberar la energía que fué almacenada en el núcleo durante el periodo de conducción del transistor. En la curva de histéresis esto

se vería de la siguiente forma:

1. Al hacer circular una corriente por el devanado primario, la curva de histéresis tendría una excursión desde cero hasta un cierto valor (que dependería de varios factores: niveles de tensión, corriente, etc.)
2. Al activarse el devanado de desmagnetización, la excursión de la curva de histéresis sería desde el punto alcanzado durante la conducción hasta cero, logrando que el núcleo se restablezca.

Por lo tanto el ciclo de trabajo queda limitado a un valor que depende de la relación de vueltas que exista entre el devanado primario y el devanado de desmagnetización, ya que de otra forma la energía del núcleo no podría ser liberada y éste se saturaría. Con un mayor número de vueltas en el devanado de desmagnetización, el núcleo se restablecería más rápido permitiendo un ciclo de trabajo mayor.

En el convertidor elevador-reductor aislado el transformador de aislamiento debe contar con un devanado primario y uno o varios secundarios, no así un devanado de desmagnetización. La polaridad de los devanados debe de ser opuesta entre sí. La figura 13 muestra un transformador de este tipo.

Cuando el transistor está encendido una cierta cantidad de energía es almacenada en el núcleo, no pudiendo ser transferida al secundario debido a su polaridad y a la presencia del diodo D. Cuando el transistor se apaga la polaridad en los devanados se invierte pudiendo entonces ser transferida la energía.

Como se mencionó anteriormente (cap. 1) el transformador para este tipo de convertidores debe tener un entrehierro o ser de un material de baja permeabilidad para evitar la saturación. Su diseño se realiza en forma diferente a la de los demás ya que más bien se trata del diseño de inductores acoplados y no de un transformador.

En el caso de un convertidor Push-Pull el transformador de aislamiento debe de cumplir con las siguientes características:

1. El devanado primario debe de tener derivación central.
2. El devanado secundario debe ser diseñado de tal forma que a la salida se pueda tener un rectificador de onda completa.
3. Ambos devanados deben de ser de la misma polaridad.

Estos transformadores pueden ser devanados sobre núcleos de laminación (cinta metálica) ó sobre núcleos de material ferromagnético (ferritas).

Los primeros consisten de una cinta metálica continua, cubierta de óxido y enrollada sobre una sección toroidal y se fabrican de aleaciones metálicas. Aunque permiten altas densidades de flujo (6400-14000 G), no pueden ser utilizados a su capacidad máxima; esto se debe a que en altas frecuencias las pérdidas en el núcleo se incrementan conforme la densidad de flujo aumenta. Su proceso de manufactura es difícil y por lo tanto caro.

Los núcleos de ferrita son hechos de mezclas ferromagnéticas ceramicas de óxido de fierro y zinc, níquel u óxido de manganeso. Los óxidos se hacen polvo, se mezclan en las proporciones adecuadas y se comprimen en las formas deseadas para luego ser cocidos en un horno. No permiten el uso de densidades de flujo mayores a 3000 G.

La selección del material del núcleo se hace en base a la menor disipación, menor volumen y costo a una frecuencia determinada [1].

Para frecuencias mayores de 5 Khz se prefiere que los núcleos sean de ferrita ya que de esta forma las pérdidas por corrientes parásitas se ven disminuidas, además de su bajo costo en comparación con los núcleos de laminación y de

que pueden ser más fácilmente devanados.

### 2.3.- Redes de Amortiguamiento.

Cuando un elemento semiconductor es sometido a un cambio súbito de tensión ( $dv/dt$ ) su comportamiento puede ser considerablemente afectado. El estado en que se encuentre el dispositivo en el instante previo a la aparición del cambio de tensión juega un papel importante en dicho comportamiento.

En la mayoría de los circuitos convertidores de energía los interruptores se encuentran sujetos, en forma periódica y durante su tiempo de apagado, a un incremento abrupto de tensión.

Considerese el caso del transistor de la figura 14 el cual se encuentra apagado. Si dicho transistor es sometido a una tensión en forma abrupta, se puede observar que existe un flujo de corriente de colector a emisor.

La presencia de dicha corriente se debe a la existencia de la capacitancia parásita de colector a base, ya que por ella circula una corriente parte de la cual se deriva hacia la base del dispositivo provocando que éste encienda.

El valor de la corriente que circula del colector al emisor depende en gran medida del circuito de base exterior, cuya influencia puede ser de varias formas:

1. Derivando parte de la corriente que circula por la capacitancia parásita, ya que de esta forma la corriente que circularía por la base del dispositivo sería menor y por lo tanto el fenómeno sería menos pronunciado. Esto puede lograrse colocando una resistencia de bajo valor entre la base y el emisor del dispositivo.
2. Eliminando el efecto de amplificación del dispositivo. Esto se logra aplicando un potencial inverso a la juntura base emisor, lo cual no siempre resulta fácil de realizar.

De los parámetros del transistor dos tienen gran influencia en su comportamiento cuando se presenta un fenómeno de este tipo:

1. La capacitancia colector-base, ya que de su valor dependerá la corriente que se derive hacia la base del dispositivo.
2. La ganancia del transistor, ya que de su valor depende que tanto sea amplificada la corriente que circula por la base.

El fenómeno puede presentarse ya sea en forma aislada en el tiempo ó, cuando el transistor se encuentra en un periodo de conducción inversa.

Cuando se presenta en forma aislada por lo general pasa inadvertidamente, ya que sus consecuencias son despreciables.

Sin embargo, cuando se presenta durante un periodo de conducción inversa, sus consecuencias pueden ser catastróficas. Esto se debe a que se presentan picos de corriente cuyo valor aumenta conforme la corriente en inversa aumenta, lo cual puede causar la destrucción del dispositivo ya sea por aumento en la temperatura de la unión ó por causar que el dispositivo opere fuera de la región segura de operación.

La forma en la cual puede evitarse lo anterior es previniendo al dispositivo de entrar en conducción inversa, lo cual puede hacerse en varias formas: Colocando un diodo en serie con el colector, lo cual resulta eficiente en altas tensiones de operación no así en bajas ya que la eficiencia se vería afectada. O, aplicando un potencial inverso a la juntura base-emisor.

Otra forma de evitar que el dispositivo sufra daño es mediante el empleo de las llamadas redes de amortiguamiento, las cuales son circuitos pasivos compuestos por diodos, resistencias, y capacitores ó inductores capaces de almacenar energía momentáneamente y que cumplen con las siguientes funciones:

1. Reducir las pérdidas en el transistor durante el ciclo de conmutación, tanto en el encendido como en el apagado.
2. Permiten la mejor ubicación del ciclo de trabajo del transistor dentro de la región segura de operación.

En el caso de los dispositivos tipo MOSFET existen diferentes formas de encendido por  $dv/dt$  [9]:

#### Modo 1.-

Se presenta cuando se tiene alta impedancia compuerta-fuente. En este caso el MOSFET encenderá debido a que la corriente que circula a través de la capacitancia parásita compuerta-drenaje y de la impedancia compuerta-fuente provoca la aparición de una tensión compuerta-fuente la cual puede ocasionar que el dispositivo encienda. Este tipo de encendido, por lo general, no resulta perjudicial ya que la corriente de drenaje queda limitada por la resistencia de encendido  $R_{ds(on)}$ .

#### Modo 2.-

Se presenta cuando hay baja impedancia compuerta-fuente. En este caso encenderá el TBJ parásito debido a un flujo de corriente del drenaje a su base, a través de la capacitancia parásita drenaje-base (figura 14'). Este tipo de encendido puede resultar

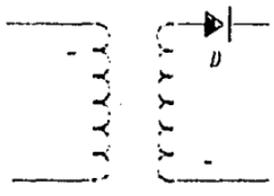


Figura 13  
TRANSFORMADOR PARA  
CONVERTIDOR ELEVADOR  
REDUCTOR

Figura 14  
CIRCUITO EQUIVALENTE  
DEL TBJ

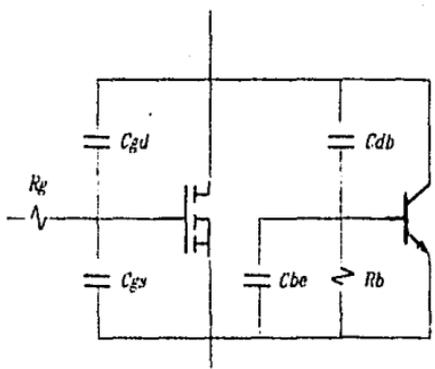
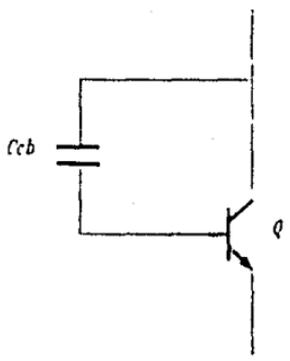


Figura 14'  
CIRCUITO EQUIVALENTE  
DEL MOSFET

catastrófico dependiendo de la magnitud de la tensión drenaje fuente y de la corriente de base del transistor. Sin embargo, para que esto suceda, se necesitan rangos de tensión mayores a los encontrados en la mayoría de las aplicaciones.

Existen otros dos modos de encendido en los cuales el TBJ parásito puede entrar, ya sea en conducción inversa o en segunda ruptura. Aunque estos son los modos de encendido más perjudiciales, solo se presentan en aplicaciones muy especiales como sintetizadores de onda senoidal, algunos esquemas de control de motores, etc...

Los métodos para reducir las posibilidades de que el dispositivo sufra daño cuando esto ocurra, son similares a los empleados en TBJ's, aunque los rangos en los que el fenómeno puede causar daño al dispositivo son superiores a los del caso para el TBJ.

#### 2.3.1.- Redes de Encendido.

Se muestran en la figura 15. Su función principal consiste en reducir los picos de corriente que puedan producirse al momento en que el transistor enciende y de esta forma mantener las pérdidas de encendido en un nivel aceptablemente bajo. Para que la red opere satisfactoriamente es necesario que la constante  $L/R$  de la

red auxiliar sea menor que la frecuencia de operación del circuito, de tal forma que la corriente en la resistencia de la red auxiliar sea cero en el momento en que el transistor enciende.

Generalmente, este fenómeno, no representa ningún problema para convertidores alimentados de línea monofásica rectificadora (150 V); sin embargo, para tensiones de alimentación superiores el problema se torna más serio [1].

### 2.3.2.- Redes de Apagado.

Existen diversos tipos de redes auxiliares de apagado, de las cuales la más frecuentemente empleada en convertidores de baja potencia se muestra en la figura 16.

El objeto fundamental de las redes de apagado es la de reducir la razón de crecimiento de la tensión reaplicada al transistor. [3].

Este tipo de redes debe de ser diseñada de forma tal que el capacitor se encuentre totalmente descargado al final del tiempo de encendido del transistor, esto implica que la constante RC de la red sea bastante más pequeña que la frecuencia de operación del circuito.

La descripción del funcionamiento de las redes auxiliares de apagado puede hacerse bajo las siguientes consideraciones:

1. La caída de corriente en el transistor es una función lineal en el tiempo, la cual está completamente determinada por las características propias del transistor.
2. La elevación de tensión está determinada por la acción de la red auxiliar.

Aunque esto no es del todo cierto, es una forma de tener una aproximación muy cercana al funcionamiento real de la red el cual no puede ser determinado con exactitud, ya que se carece de un conocimiento detallado de las ecuaciones diferenciales que rigen el comportamiento transitorio del dispositivo [5].

Supongase que el transistor de la figura 16 se encuentra encendido y en saturación, por lo tanto su corriente será  $I$  y su tensión será su tensión de saturación.

En el instante en que el transistor se apaga la tensión entre sus terminales cambia subitamente de valor, del valor de saturación a uno muy superior ( $V$ ) antes de que la corriente comience a caer de valor. Esto sin la red auxiliar conectada (fig. 17).

Con la red auxiliar conectada el funcionamiento cambia totalmente, ya que al apagar el transistor la corriente sigue fluyendo momentáneamente aunque ahora lo hace a través del diodo y del capacitor. Este último comienza a cargarse con una cierta rapidez, lo cual impide que la tensión a través del transistor cambie tan subitamente como en el caso anterior y que alcance su valor máximo antes de que la corriente haya disminuido una cierta cantidad.

El retraso en la forma de onda de tensión depende del valor del capacitor seleccionado.

Cuando el transistor enciende de nuevo, la energía almacenada en el capacitor es disipada en la resistencia  $R$  de la red, lo cual provoca un pico en la corriente del transistor al momento que éste enciende.

En el caso de los convertidores que requieren el uso de redes auxiliares tanto de apagado como de encendido, se deben tener en cuenta los efectos de una red sobre la otra. Es decir, se debe tener en cuenta que los esfuerzos a los que es sometido el transistor durante el encendido se ven incrementados por la acción de la red auxiliar de apagado y viceversa.

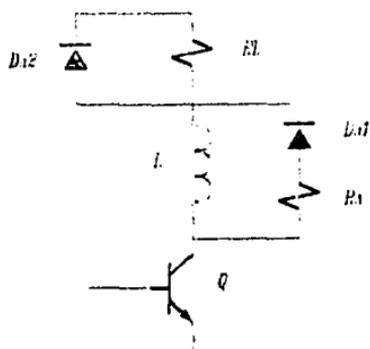


Figura 15  
RED AUXILIAR DE  
ENCENDIDO

Figura 16  
RED AUXILIAR DE  
APAGADO

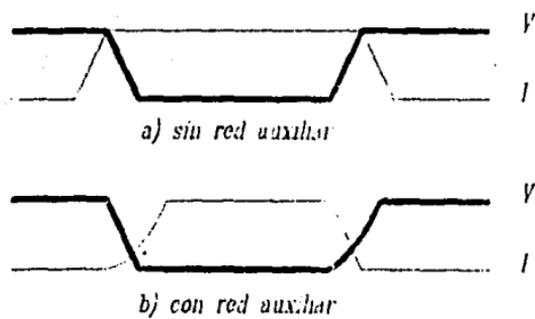
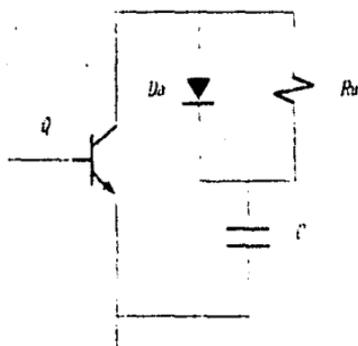


Figura 17 FORMAS DE ONDA

### 3.- METODOLOGIA PARA EL DISEÑO.

#### 3.1.- Diseño de Elementos de Filtrado:

##### 3.1.1.-Filtros de entrada.

Aunque es posible tener filtros LC a la entrada de los convertidores, aquí solo se considera el diseño del filtro de entrada de tipo capacitivo por ser el más frecuentemente utilizado.

El punto de partida para el diseño del filtro de entrada es la relación que describe el funcionamiento del capacitor:

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

Si se considera que la corriente que el capacitor entrega a la carga es constante, entonces para un determinado cambio

de tensión (rizo permitido a la salida del filtro) y para el caso de un rectificador alimentado de línea de 60 Hz se tiene:

$$C = \frac{i}{\Delta V} (8.33 \times 10^{-3}) \quad \text{Farads}$$

### 3.1.2.- Filtros de Salida.

Para el diseño del inductor del filtro LC de una etapa se toma como punto de partida la Ley de Faraday:

$$V = L \frac{di}{dt}$$

Ya que el inductor debe ser capaz suministrar la corriente de carga durante el tiempo en que el transistor está apagado, y siendo este tiempo máximo cuando la tensión de entrada es máxima, se tiene que para un rizo de corriente permitido a la salida del filtro el inductor queda determinado por:

$$L = V \frac{\Delta t}{\Delta i}$$

$$L = V_o \frac{t_{\text{offmax}}}{\Delta i} \quad \text{Hy} \quad *$$

De donde el tiempo de apagado máximo se determina por:

$$V_o = \frac{V_{\text{inmax}} D_{\text{min}}}{a}$$

$$D_{\text{min}} = \frac{(V_o + V_d) a}{(V_{\text{inmax}} - V_{\text{sat}})}$$

$$t_{\text{offmax}} = \frac{(1 - D_{\text{min}})}{f} \quad *$$

Es necesario tener en cuenta que esta inductancia trabaja con corriente directa y que esto provoca una cierta polarización en el núcleo la cual en un momento dado podría inclusive alcanzar niveles de saturación.

Por lo tanto, los núcleos preferidos para este tipo de aplicaciones son los núcleos de material ferromagnético (ferritas) ya que poseen un entrehierro distribuido a lo largo de todo el circuito magnético. Su procedimiento de selección así como la determinación del número de vueltas necesarias para obtener la inductancia requerida se ilustran en el apéndice A.

Para el diseño del capacitor y de acuerdo con la figura 18 se tiene que para un rizo de tensión permitido a la salida del convertidor:

$$\Delta V = \frac{1}{C} \int_0^t i \, dt$$

Si el valor promedio de la corriente mostrada en la figura 18 es  $\Delta I/4$  y el tiempo durante el cual la corriente entra al capacitor es igual a  $T/2$ , entonces el capacitor queda determinado por:

$$C = \frac{\Delta I}{8f\Delta V} \quad *$$

### 3.2.- Diseño del Transformador de Aislamiento:

Aunque el tipo de transformador a utilizar depende de la configuración del convertidor en el que vaya a ser colocado, el procedimiento a seguir para su diseño es prácticamente igual para cualquier convertidor a excepción del convertidor elevador-reductor aislado.

En este caso el punto de partida es la Ley de Faraday:

$$e = NA_c \frac{d\beta}{dt} 10^{-8}$$

Donde:

e=Tensión instantánea en volts.

N=Número de vueltas del devanado.

A=Area del núcleo del transformador cms<sup>2</sup>

$d\beta/dt$ =Razon de cambio de la densidad de  
flujo con respecto al tiempo  
en Gauss.

Despejando y resolviendo para  $d\beta$  en un periodo de  $T/2$  y considerando que su variación es simétrica con respecto a cero:

$$\Delta\beta = \frac{10^8}{NA_c} \int_0^{T/2} e dt$$

$$\beta_{\max} = \frac{E_{dc} 10^8}{4NA_c f}$$

$$A_c = \frac{E_{dc} 10^8}{4Nf\beta_{\max}}$$

Esta consideración es válida para el diseño de cualquier transformador siempre y cuando al momento de hacer los cálculos se tenga en cuenta que las  $\beta_{\max}$  varían dependiendo del convertidor a utilizar y del material magnético que se disponga.

Si se define  $A_w$  como el área total de la ventana y  $A_d$  como el área total ocupada por los devanados alojados en ella:

$$K_u = A_d / A_w$$

Donde:

$K_u$  = Factor de utilización

Del área total ocupada por los devanados solo una parte está ocupada por el devanado primario de tal forma que:

$$A_p = K_1 A_d = K_1 K_u A_w$$

$$A_w = A_p / K_1 K_u$$

Si se tiene que  $A_{vp}$  representa el área por vuelta del primario y  $N_p$  su número de vueltas:

$$A_p = N_p A_{vp}$$

$$A_p = N_p I_p / d$$

donde:

$d$  = Densidad de corriente en A/plg<sup>2</sup>

$$A_w = \frac{6.45 N_p I_p J}{1.27 \times 10^6 K_1 K_u}$$

Si se multiplica  $A_c$  por  $A_w$  se obtiene el denominador

producto de áreas:

$$A_w A_c = \frac{1.2575 J P_{in} 10^2}{K_1 K_u \beta_{max} f} \text{ cms}^4 \quad *$$

Con este producto de Áreas se va a los catalogos de fabricantes y se selecciona un núcleo con producto de áreas igual o mayor al calculado.

Una vez que se ha seleccionado el núcleo se procede a diseñar el número de vueltas de cada devanado así como su calibre. El primer paso es la determinación del número de vueltas del devanado primario:

$$N_p = \frac{Vdt}{Ad\beta} 10^8$$

Ya que se tiene que garantizar que aún con la tensión de entrada en su valor mínimo se tenga una tensión de salida adecuada, se tiene que cuando la tensión de entrada es mínima el tiempo de encendido es máximo, por lo tanto:

$$t_{onmax} = D_{max}/f \quad *$$

$$N_p = \frac{V_{inmin} t_{onmax}}{Ad\beta} 10^8 \quad *$$

Una vez que se tiene el número de vueltas del devanado primario se determinan las relaciones de transformación y finalmente en número de vueltas de los devanados secundarios.

$$a_i = \frac{V_{inmin} - V_{sat}}{V_{outi} + V_d} d_{max}$$

$$N_{seci} = \frac{N_p}{a_i}$$

Para calcular el diámetro de los conductores es necesario conocer la corriente máxima que circula por cada uno de ellos así como el inverso de la densidad de corriente  $J$  en circmils/Amp.

La corriente máxima en el devanado primario se puede obtener de la fórmula:

$$I_{P(\max)} = \frac{P_{in}}{V_{inmin} K_t}$$

Donde la constante  $K_t$  se conoce con el nombre de factor de topología [4] y su valor depende de la configuración del convertidor a utilizar.

Directo	$K_t=0.71$
Push-Pull	$K_t=1.41$

Mientras que la corriente máxima en los devanados secundarios es igual a  $I_o + \Delta I / 2$ . El diámetro del conductor en circular mils se obtiene de multiplicar  $I_{max}$  por  $J$ .

Para el caso del convertidor elevador-reductor el procedimiento a seguir se basa en la cantidad de energía almacenada en el inductor:

$$W = \frac{1}{2} L I_m^2$$

Para una tensión  $V$  la corriente máxima es alcanzada en un periodo  $\Delta t$  por lo tanto:

$$I_m = \frac{V\Delta t}{L}$$

$$W = \frac{1}{2} L \left( \frac{V\Delta t}{L} \right)^2$$

$$L = \frac{(V\Delta t)^2}{2W}$$

Donde:

$$W = P_e T$$

$P_e$  = Potencia de entrada

$$= P_o / \eta$$

T = Período de Operación

La fórmula anterior sirve para conocer la inductancia tanto del primario como del secundario, siempre y cuando se utilicen los valores adecuados de tensión y tiempo.

Para el diseño del primario se requiere conocer la tensión mínima de entrada y el tiempo de encendido máximo. Para el diseño del secundario se requiere conocer la tensión de salida y el tiempo dependerá del modo en que se desee operar el convertidor (continuo o discontinuo).

El procedimiento para seleccionar el núcleo y el número de vueltas de los devanados es similar al utilizado para los inductores de los filtros de salida.

### 3.3.- Diseño de Redes de Amortiguamiento.

Ya que los esfuerzos a los que son sometidos los transistores durante el ciclo de conmutación son similares para todos los convertidores, la red de amortiguamiento puede ser diseñada de la misma forma [5].

Los parámetros que definen el diseño de las redes de amortiguamiento son:

1. La frecuencia de operación del transistor ( $f$ ).
2. El tiempo de encendido mínimo del transistor.
3. La corriente pico que circula por el transistor ( $I$ ).
4. El tiempo de caída de la corriente en el transistor ( $t_s$ ).

5. La tensión a la que se quiere que se cargue el capacitor al momento del cruce con la corriente (E).
6. La corriente a ser descargada por la red sobre el transistor al momento que éste enciende ( $I_{des}$ ).

En el momento de apagado y teniendo en cuenta las consideraciones hechas con anterioridad (cap. 2) se tiene que la corriente a través del transistor está definida por:

$$i = I \left(1 - \frac{t}{t_B}\right)$$

La tensión a través del transistor es la misma que existe a través del capacitor, si la corriente en el capacitor es la corriente máxima menos la corriente que circula por el transistor entonces:

$$e = \frac{1}{C} \int_0^t (I-i) dt$$

$$e = \frac{1}{C} \int_0^t I \frac{t}{t_B} dt$$

En el instante en que el tiempo  $t=t_B$  la tensión es  $e=E$

por lo tanto el valor del capacitor para la red de amortiguamiento es:

$$C = \frac{I_{t_g}}{2E}$$

La resistencia de la red se diseña conociendo la corriente máxima a ser descargada sobre el transistor:

$$R = \frac{V_{inmax}}{I_{des}}$$

Y su potencia disipada será igual a la energía almacenada en el capacitor multiplicada por la frecuencia de operación:

$$Pot = \frac{1}{2} CV_{max}^2 f$$

Si se observan detenidamente las fórmulas marcadas con \*, resulta evidente una de las ventajas de este tipo de convertidores: La disminución en tamaño y la consiguiente disminución en peso de los elementos de filtrado y del transformador de aislamiento.

#### 4.- DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UNA FUENTE DE PODER CONMUTADA.

##### 4.1.- Especificaciones.

A manera de ejemplo se propone el diseño y la construcción de una fuente de poder conmutada bajo las siguientes especificaciones; la fuente se muestra en la figura 19:

Alimentación: Línea monofásica de 60 Hz rectificadas.

Voltaje de entrada al convertidor: 120-190 V.

Rizo permitido a la entrada: 17 V.

Frecuencia de operación: 40 KHz.

Número de salidas: 3

### Descripción de las salidas

salida	voltaje	$\Delta V$	corriente	$\Delta I$
#	V	V	A	A
1	5	0.1	6	0.4
2	5	0.1	0.07	0.035
3	24	1	0.15	0.075

#### 4.2.- Consideraciones de diseño.

Para las especificaciones anteriores se tienen las siguientes consideraciones de diseño:

**Configuración:** Directa. Se selecciona esta configuración ya que la potencia de salida es baja (30W), además de la facilidad que se tiene en su ensamble.

**Densidad de flujo máxima:** 2000 Gauss. La densidad se limita a este valor ya que en el material de núcleo que se dispone (ferrita 3C8), el uso de una densidad mayor llevaría a un incremento en las pérdidas y por lo tanto en su temperatura, lo cual con un incremento adicional en temperatura podría ocasionar la saturación.

**Ciclo de trabajo máximo:** 45%. Ya que el devanado de desmagnetización va a tener el mismo número de vueltas que

el devanado primario, el ciclo de trabajo queda limitado a un valor no mayor al 50%.

Transistor: IRF 742 MOSFET. Se selecciona este transistor porque a los niveles de tensión y de corriente en el devanado primario (1 A. aprox.) se considera que este transistor es el adecuado. (ver apéndice D).

Voltaje de saturación: 2 V.

Tiempo de caída: 0.5  $\mu$ s.

Caída de tensión en los diodos: 1 V.

Inverso de la densidad de corriente: 500 mc/A.

Voltaje del capacitor de amortiguamiento: 0.5  $V_{inmax}$ .

Corriente a descargarse sobre el transistor: 3 A.

#### 4.3.- Descripción de los Componentes.

Conociendo estos datos y haciendo uso de la metodología incluida en el capítulo 3 se obtienen los siguientes resultados:

Filtro de entrada:

C= 441  $\mu$ f = 470 $\mu$ f

Transformador de aislamiento:

$A_w A_c = 0.0781 \text{ cms}^4$

Con este producto de áreas se va a los catalogos de fabricantes y se obtiene que el núcleo EC-35 de material 3C8 de Ferroxcube inc. posee un producto de áreas mayor al obtenido ( $A_w A_c = 0.817 \text{ cms}^4$ ), y que por lo tanto resulta adecuado para esta aplicación.

! Devanado !	! # !	! Calibre !
! !	! Vueltas !	! mil circ !
! prim !	! 77 !	! 234.4 !
! sec1 !	! 9 !	! 2121.6 !
! sec2 !	! 9 !	! 24.752 !
! sec3 !	! 36 !	! 53.041 !

Conociendo los calibres de los conductores en milésimas circulares, se busca en las tablas de conductores aquellos que tengan un área igual ó mayor a la obtenida.

En este caso se utilizó alambre magneto AWG#28 para los devanados primario, secundario 2, secundario 3 y para el devanado de desmagnetización, además se devanaron en forma bifilar para disminuir un poco el efecto piel que se presenta por trabajar en altas frecuencias. El devanado secundario principal se devanó con alambre magneto AWG#19 y también se hizo en forma bifilar.

En el devanado de desmagnetización se empleo el mismo número de vueltas del devanado primario así como un diodo rápido 1N4937 de 600 V. de tensión en directa.

Red de amortiguamiento:

C= 0.002  $\mu$ f

R= 56  $\Omega$ /2W

Ya que no se disponía de capacitores de valor cercano al obtenido se utilizaron dos capacitores de 0.0047  $\mu$ F a 600 V conectados en serie. En esta red se utilizó un diodo rápido 1N4937.

Filtros de salida:

Descripción de Componentes			
salida	inductor	capacitor	
#	mHy	$\mu$ f	
1	0.224	12	
2	2.56	1	
3	5.74	0.22	

La salida número 1 constituye la salida principal del sistema, mientras que, la salida dos va a ser la que sirva de retroalimentación para cerrar el lazo de control del

sistema.

Para poder determinar el funcionamiento del sistema una vez que el lazo de control se cierra, es necesario conocer la ganancia en lazo abierto la cual está definida por: [1]

$$G_{1a} = \frac{\% \Delta V_{in}}{\% \Delta V_{out}}$$

$$G_{1a} = G_{ae} G_{PWM} G_{rm}$$

Donde:

$\% \Delta V_{in}$  = Cambio porcentual de  $V_{in}$

$\% \Delta V_{out}$  = Cambio porcentual de  $V_{out}$

$G_{ae}$  = Ganancia del amplificador de error.

$G_{PWM}$  = Ganancia del comparador PWM.

$G_{rm}$  = Ganancia de la red de muestreo.

Si:

$$\% \Delta V_{in} = 25\%$$

$$\% \Delta V_{out} = 2\%$$

$$G_{PWM} = 40$$

$$G_{rm} = 0.4$$

Entonces:

$$G_{1a} = 12.5 = 22 \text{ dB.}$$

$$G_{ae} = 0.71 = -3 \text{ dB.}$$

Si el sistema se retroalimentara sin compensar, su respuesta a la frecuencia sería la mostrada en la gráfica 1. En ella se puede observar que el sistema carece de margen de fase ( $MF=0$ ) y que por lo tanto no es estable.

Para lograr la estabilidad del sistema es necesario diseñar una red de compensación (figura 20) que se encargue de proveer al sistema tanto de margen de fase como de margen de ganancia. La función principal de esta red será la de contrarrestar los efectos del filtro LC de salida, ya que éste es el que más afecta al comportamiento del sistema.

Para lograr un funcionamiento adecuado del sistema es necesario:

1. Reubicar la frecuencia de corte del filtro LC ( $f_c=3145.5$  Hz) a una frecuencia menor ( $f_c=1000$  Hz) y fijar la ganancia en dc del amplificador de error para ser igual a  $-3$  dB. Ya que de esta forma se logra que la frecuencia de cruce por cero se encuentre en un valor cercano a  $1/7$  de la frecuencia de conmutación del sistema con lo que se logra que la respuesta de éste se asemeje más a la respuesta de un sistema críticamente amortiguado.
2. El cero de la red de compensación deberá situarse lo más próximo posible al polo del filtro LC para que sus efectos se contrarresten.

3. El polo de la red de compensación deberá estar lo más alejado posible del cero de la misma red.

Para determinar los valores de los componentes de la red de compensación se parte de la función de transferencia del amplificador de error. La cual queda definida por:

$$G_{AE} = \left( \frac{R_{fb} (R_c C_c S + 1)}{R_c + R_1 (R_c C_c S + 1)} \right)$$

De aquí se puede observar que la función de transferencia tiene un polo y un cero ubicados respectivamente en:

$$S = - \frac{(R_c + R_1)}{R_1 R_c C_c}$$

$$S = - \frac{1}{R_c C_c}$$

Si se desea que la frecuencia de corte del cero de la red de compensación sea  $f_c = 1500$  Hz y que la del polo quede en  $f_p = 10$  KHz se tiene que:

Para una resistencia  $R_c = 5.6$  K

$$C_c = 0.018 \mu f$$

$$R_1 = 1 K$$

$$R_{fb} = 4.7 K$$

La gráfica 2 muestra la respuesta a la frecuencia del sistema compensado. En ella puede observarse que el margen de fase ha sido incrementado sustancialmente ( $MF=45^\circ$ ), lo que garantiza la estabilidad del sistema. Con respecto al margen de ganancia no hay problema ya que la fase del sistema nunca llega a ser  $-180^\circ$ .

En el caso de la salida 3 no es necesario hacer ninguna consideración extra, ya que dicha salida va a constituir la fuente de alimentación de la circuitería de control y por lo tanto puede soportar ciertas variaciones en la tensión y en la corriente sin que esto afecte el funcionamiento del convertidor.

El inductor principal se devanó sobre un núcleo 55251 (MPP Magnetics) por ser el más grande que se disponía y se obtuvo para ser de 29 vueltas.

Para cumplir los requerimientos de estabilidad del sistema el inductor  $L_2$  se devanó para obtener 8.44 mHy. en un núcleo 55544 (MPP Magnetics) con 122 vueltas.

El inductor  $L_3$  se devanó sobre el mismo núcleo que  $L_2$  y con 101 vueltas.

#### 4.4.- Construcción.

Para la construcción del prototipo de la fuente, es necesario tener en cuenta las siguientes consideraciones:

1. Las uniones entre los componentes, en donde sean necesarias, deben de realizarse con conductores preferentemente cortos y gruesos. De lo contrario su inductancia propia podría ocasionar el mal funcionamiento del equipo.
2. De ser posible, los conductores que lleven altos niveles de corriente en sentidos opuestos, deben trenzarse entre sí. De esta forma los efectos de sus campos electromagnéticos se contrarrestan.
3. La distribución de las tierras debe de hacerse en forma radial y a partir de un punto bien determinado. Ya que que de otra forma se podrían crear lazos de tierra que afectarían la eficiencia del sistema.

Una vez que se tienen en mente estas consideraciones, se procede al armado de la fuente de la siguiente manera:

1. Armado y prueba de la circuitería de control.
2. Armado de la etapa de potencia y verificación del funcionamiento de la fuente en lazo abierto.
3. Cerrar el lazo de control y verificar el funcionamiento global de la fuente.

Una vez que se tiene armada la fuente se somete a diferentes pruebas las cuales se describen en el siguiente capítulo.

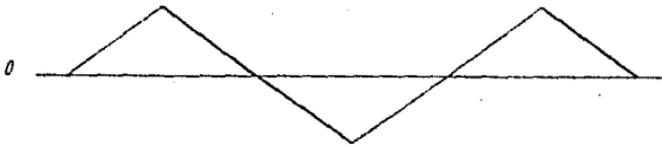


Figura 18 CORRIENTE EN EL CAPACITOR DE FILTRADO

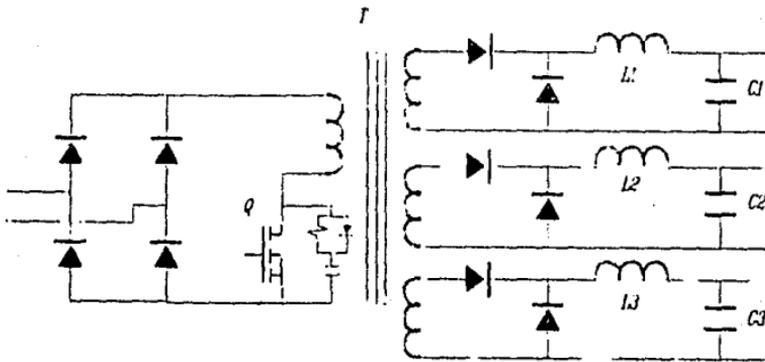


Figura 19 FUENTE DE PODER

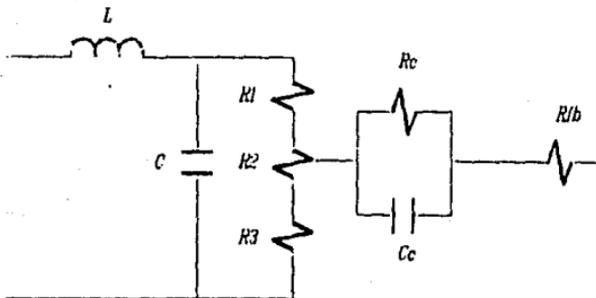
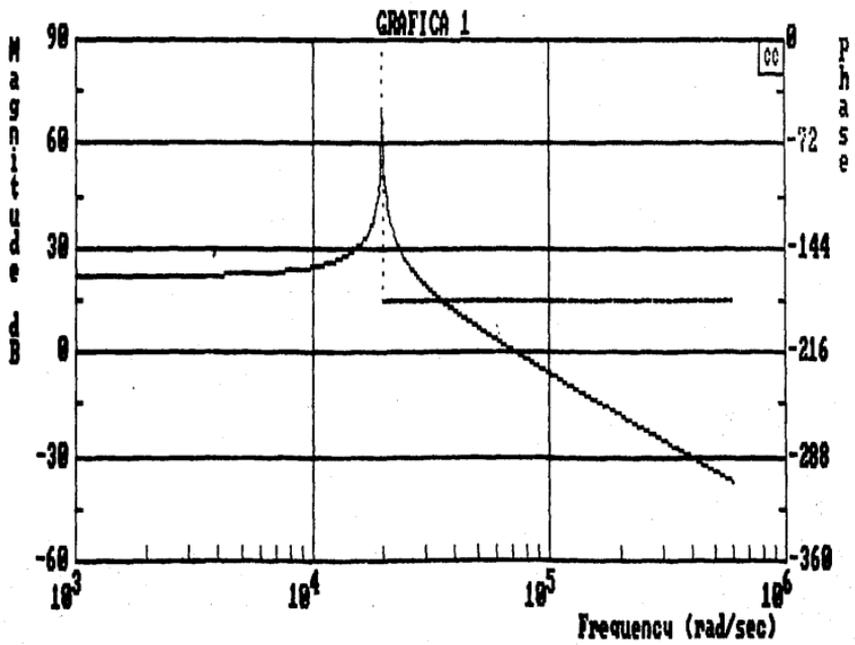
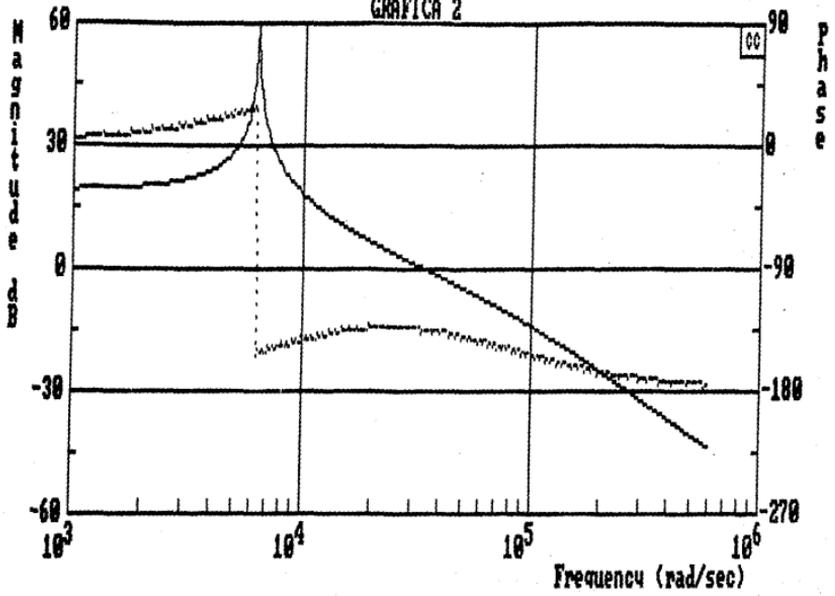


Figura 20 RED DE COMPENSACION



GRAFICA 2



## 5.- PRUEBAS.

Una vez que la fuente de poder ha sido diseñada y armada, es necesario someterla a varias pruebas cuyo objetivo es verificar el funcionamiento adecuado del equipo frente a diferentes condiciones de operación.

Las pruebas a las que fué sometido el equipo y los resultados que se obtuvieron se describen a continuación:

### 5.1.- Prueba de Regulación de Línea:

Esta prueba tiene por objeto verificar el funcionamiento de la fuente frente a variaciones en la tensión de entrada. La prueba consiste en variar la tensión de entrada de la fuente con la ayuda de un autotransformador y medir las variaciones que se presentan en la tensión de salida. La fuente alimenta una carga fija.

De la tabla se puede observar que la fuente posee una buena regulación de línea (0.4% a plena carga) lo cual nos garantiza que la fuente responderá satisfactoriamente frente a variaciones en la tensión de alimentación.

#### Resultados Obtenidos

	$I_o=6$	$I_o=4.5$	$I_o=3$
Vin	Vout	Vout	Vout
%	Volts	Volts	Volts
115	5.02	5.14	5.22
105	5.00	5.12	5.22
100	5.00	5.13	5.21
95	5.01	5.13	5.20
85	5.00	5.11	5.18

#### 5.2.- Prueba de Regulación de Carga:

El objeto de esta prueba es verificar el funcionamiento de la fuente frente a variaciones en la carga. Con una tensión de alimentación fija se varía la carga conectada a la fuente y se mide la tensión de salida.

La regulación de carga que se obtiene es del 8% que es un valor aceptable.

### Resultados Obtenidos

----- -----		
Io	Vout	
A	Volts	
----- -----		
1.0	5.34	
1.5	5.24	
2.0	5.17	
2.5	5.12	
3.0	5.08	
3.5	5.04	
4.0	5.02	
4.5	5.00	
5.0	4.97	
5.5	4.95	
6.0	4.94	
----- -----		

### 5.3.- Prueba del Lazo de Control:

Ya que la retroalimentación no se toma directamente de la salida sino de un devanado auxiliar, es necesario verificar el comportamiento de ambos devanados frente a variaciones en la carga. De esta forma se puede comprobar que tan bien funciona el lazo de control del sistema.

ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA

La prueba se realiza con la red de retroalimentación a una tensión fija, variando la carga y tomando mediciones tanto en el devanado principal como en el auxiliar.

Resultados Obtenidos

!	-----!	-----!	-----!
! Io	! Vout	! Vret	!
! A	! Volts	! Volts	!
!	-----!	-----!	-----!
! 1.0	! 5.31	! 5.35	!
! 1.5	! 5.19	! 5.28	!
! 2.0	! 5.15	! 5.26	!
! 2.5	! 5.09	! 5.22	!
! 3.0	! 5.06	! 5.20	!
! 3.5	! 5.01	! 5.17	!
! 4.0	! 4.99	! 5.17	!
! 4.5	! 4.95	! 5.15	!
! 5.0	! 4.93	! 5.15	!
! 5.5	! 4.90	! 5.14	!
! 6.0	! 4.90	! 5.14	!
!	-----!	-----!	-----!

De los resultados obtenidos se puede observar que la red de retroalimentación funciona adecuadamente, ya que su salida presenta una regulación de solo el 4%.

Existe la posibilidad de que la salida principal presente una mejor regulación, esto mediante el empleo de un esquema de retroalimentación tomado directamente de la salida. Sin embargo, y por falta de tiempo, ningún esquema de retroalimentación directa pudo ser probado.

#### 5.4.- Prueba de la Red de Amortiguamiento.

Para verificar el funcionamiento de la red auxiliar de amortiguamiento se toman mediciones tanto de la corriente que circula por el transistor ( $I_{ds}$ ), como de la tensión drenaje fuente que soporta durante su tiempo de apagado. Los resultados que se obtuvieron fueron los siguientes:

Tensión drenaje-fuente pico = 290 V.

Corriente drenaje pico = 2.25 A.

Los valores medidos de las formas de onda al momento de su cruce fueron:

Tensión = 40 V.

Corriente = 0.05 A.

De estos últimos valores se puede comprobar que la red auxiliar funciona adecuadamente, ya que los valores de tensión y corriente son relativamente bajos al momento del cruce de sus formas de onda.

### 5.5.- Mediciones de Tensión y Corriente de Salida.

Con la fuente trabajando a plena carga se obtuvieron las siguientes mediciones:

Rizo de Corriente = 0.4 A. pico-pico.

Rizo de tensión = 0.04 V. pico-pico.

Con estos resultados obtenidos se verifica que el filtro de salida funciona adecuadamente, ya que los niveles de rizo de tensión y corriente están dentro de lo especificado. La fuente puede regular adecuadamente siempre y cuando la corriente mínima de carga sea mayor o igual a 0.2 A..

Sin embargo, para asegurar el buen funcionamiento de la fuente, es conveniente que la corriente de carga no sea menor a 0.8 A..

## CONCLUSIONES.-

1. El inductor de salida sirve de ayuda al lazo de control para obtener una buena regulación, ya que con una inductancia mayor a la calculada ( $300\mu\text{H}$ ) la fuente presenta una mejor regulación (6%), lo que no sucede con una inductancia menor.
2. Aunque con la ayuda del inductor de salida es posible tener una mejor regulación y niveles de rizo de corriente menores, esto tiene un límite, el cual está determinado por el tamaño del núcleo. Debido a esto es necesario llegar a un compromiso entre niveles de rizo y tamaño del inductor, ya que en muchas de las aplicaciones el tamaño del convertidor es un factor determinante.

3. Aunque el capacitor de filtrado puede ser el adecuado, es posible que el nivel de rizo de tensión sea mayor al esperado, esto se debe a la resistencia serie equivalente del capacitor (ESR). Para reducir la magnitud del rizo se recurre al uso de varios capacitores conectados en paralelo, ya que de esta forma la ESR disminuye de valor.
  
4. En el instante de apagado del transistor, es posible que se presente un pico en la forma de onda de tensión drenaje fuente. Este puede deberse a la interacción que existe entre la inductancia del devanado primario del transformador de aislamiento y la capacitancia de la red auxiliar, ya que entre los dos constituyen una red LC. Para evitar esto, es posible diseñar un transformador de aislamiento para una menor o mayor densidad de flujo, lo que equivale a modificar la inductancia del devanado y por lo tanto las características del circuito LC.

## APENDICE A.-

La selección de un determinado núcleo magnético para ser empleado en inductores que trabajan con corriente directa, puede ser fácilmente realizada si se conocen la inductancia requerida y la corriente directa que circula por ella. El procedimiento a seguir es el siguiente:

1. Obtener el producto  $LI^2$
2. Localizar este valor de  $LI^2$  en la carta de selección de núcleos y seguirlo hasta la intersección con la primer línea sólida de familia de permeabilidad. Dicha intersección corresponde al núcleo de menor tamaño que puede ser utilizado.
3. Cualquier valor de permeabilidad menor al obtenido en el punto 2 puede ser utilizado.

4. Una vez que se conocen la inductancia, la permeabilidad, y el tamaño del núcleo, se procede a la determinación del número de vueltas necesarias para obtener la inductancia requerida. De la tabla de inductancia, y con el tamaño de núcleo y la permeabilidad conocidos, se obtiene la inductancia por mil vueltas de devanado ( $L_{1000}$ ). El número de vueltas necesarias para obtener la inductancia  $L$  se determina por:

$$N = 1000 \sqrt{\frac{L}{L_{1000}}}$$

5. Conociendo el número de vueltas, la corriente y el factor  $H/NI$  se obtiene  $H$  (Oersteds). Con el valor de  $H$  se va a la gráfica de porcentaje de permeabilidad contra fuerza magnetizante en donde se verifica que la permeabilidad no disminuya más del 20%. Si la permeabilidad disminuye más de este valor, se selecciona un núcleo con menor permeabilidad y se repite el paso 4. Si no, el número de vueltas es incrementado en un 20% para garantizar que la inductancia obtenida es mayor o igual a la deseada.

En caso de que no se tuviese la tabla de selección de

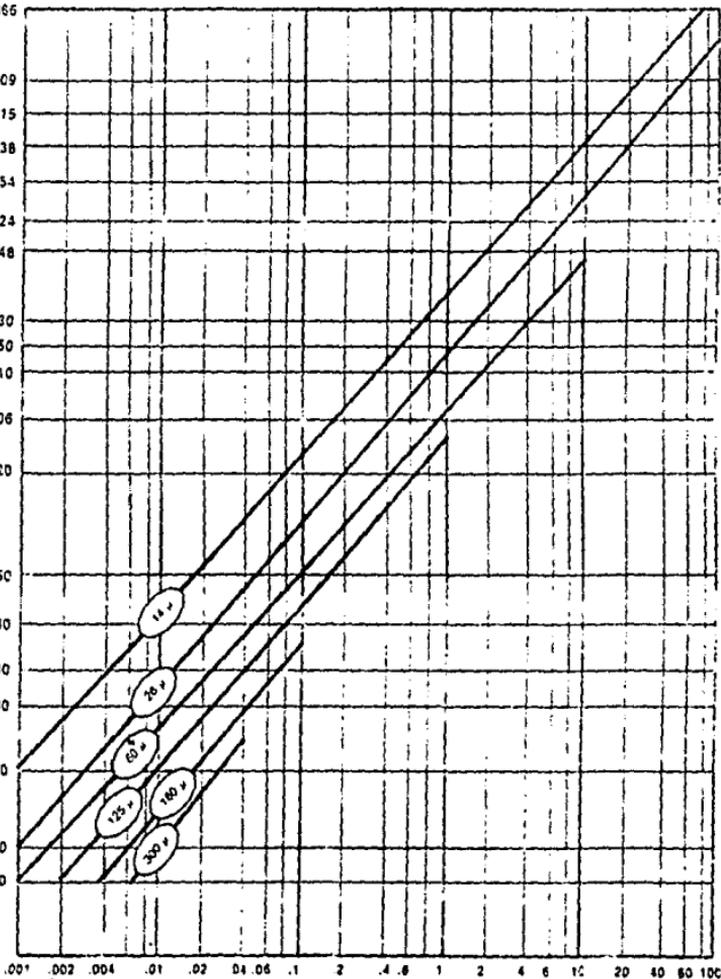
núcleos el proceso se haría en forma iterativa de la siguiente manera:

1. Elegir un porcentaje de reducción de permeabilidad (P) para una determinada permeabilidad. Esto fija un cierto valor de H.
2. Calcular el número de vueltas requerido para obtener la inductancia necesaria  $H=0.4\pi NI/l$ , en donde  $l$  = longitud del circuito magnético del núcleo seleccionado.
3. Calcular la inductancia obtenida con el número de vueltas  $L=L_{1000} N^2 X 10^{-9}$ .
4. Si la inductancia obtenida no es P% menor que la requerida, el número de vueltas puede incrementarse un P%. De lo contrario, se selecciona un núcleo de mayor tamaño o menor permeabilidad y se repite el procedimiento.

Si no se puede alojar a los inductores en núcleos de este tipo (MPP Magnetics), se pueden utilizar núcleos EC con entrehierro. Su procedimiento de selección se haría en base a un producto de áreas tal como se describe en [1].

# DC BIAS CORE SELECTOR CHART

Sec Page	Part No.	Part No.
	NI	(125.1)
82	.030	55866
80	.038	55109
78	.099	55715
74	.117	55438
72	.128	55254
70	.140	55324
68	.154	55548
64	.198	55930
62	.214	55350
60	.221	55310
58	.247	55206
56	.306	55120
54	.402	55050
52	.487	55130
50	.530	55040
48	.577	55280
44	.704	55030
42	.924	55270
38	.924	55020



$L^2$

$L$  = Inductance with DC bias (mh)

$I$  = DC current (amperes)

## CORE SELECTION EXAMPLE

Choose a core with the following requirements:

- a. Minimum inductance with DC bias:  $25 \mu\text{h}$
- b. DC current: 2 amps
- c. Operating frequency: 6 KHz
- d. Optimum Q is required

1. The product of  $LI^2 = 0.25 \times 2^2 = 1$
2. Following this coordinate, the first core size encountered that falls within the solid core permeability family is the 55050 size.
3. The intersection point of the 1 coordinate and the 55050 core size coordinate falls between the  $60 \mu$  curve and the  $125 \mu$  curve. Only those permeability lines intersecting the  $LI^2$  coordinate below the core intersection are useable; either  $125 \mu$  or  $160 \mu$  may be used.

4. A review of the Q curves (page 55) indicates that a 55050 core in  $160 \mu$  peaks in the neighborhood of 8 KHz, whereas this size in  $125 \mu$  peaks near 20 KHz. For optimum Q at 6 KHz,  $160 \mu$  is chosen.

5. A 55050 size core in  $160 \mu$  (55048) has a nominal inductance of 72 mh per thousand turns. The number of turns needed, without DC bias, to obtain  $25 \mu\text{h}$  is 18.6 turns. Increasing this by 20% yields 22 turns.

6. For 2 amps, using the Wire Table, No. 19 wire can be used.

A 55048 core with 22 turns of No. 19 wire meets the design requirements.

## ANALYSIS

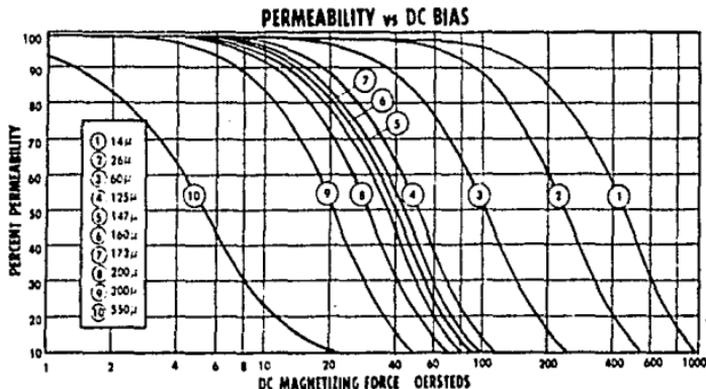
An analysis of the above result yields the following:

1. Calculating the bias level in oersteds,  
 $H = H_i/NI \times NI = 402 \times 22 \times 2 = 17.6$  oersteds
2. Checking the Permeability vs. DC Bias curves for the roll-off in percent initial permeability,  $160 \mu$  material at 17.6 oersteds yields 15%.
3. Multiplying the nominal inductance by 85% yields  $61.2 \text{ mh}/1000$  turns.

4. The inductance of this core with 22 turns is thus  $29.6 \mu\text{h}$ .

The minimum inductance of  $25 \mu\text{h}$  has been achieved.

5. 22 turns of No. 20 wire (1250 circular mils) equals 27,500 circular mils. As the total window area of this core is 75,600 circular mils, the winding factor equals .36. Choice of the  $125 \mu$  core would have yielded a winding factor of .41.



INDUCTIVE TABLE

PART NO. (125μ)	CORE DIMENSIONS (Before Finish)			CROSS SECTION cm <sup>2</sup>	PRT. LENGTH cm	WINDOW AREA (After Finish) - circular mils	SEE PAGE
	OD (in.)	ID (in.)	HT (in.)				
55140	0.140	0.070	0.060	0.0137	0.817	3,600	32
55150	0.155	0.083	0.100	0.0211	0.942	5,330	34
55180	0.183	0.093	0.100	0.0285	1.060	5,780	36
55020	0.250	0.110	0.110	0.0470	1.361	6,100	38
55240	0.260	0.105	0.100	0.0476	1.363	8,100	40
55270	0.260	0.105	0.188	0.0920	1.363	7,570	42
55630	0.310	0.156	0.125	0.0615	1.787	18,200	44
55280	0.380	0.188	0.125	0.0752	2.18	28,200	46
55290	0.380	0.188	0.156	0.0945	2.18	28,200	48
55040	0.400	0.200	0.156	0.1000	2.38	32,400	50
55130	0.440	0.250	0.156	0.0906	2.69	53,800	52
55650	0.500	0.300	0.187	0.114	3.12	75,600	54
55120	0.650	0.400	0.250	0.192	4.11	140,600	56
55206	0.800	0.500	0.250	0.226	5.09	225,600	58
55310	0.900	0.550	0.360	0.331	5.67	277,700	60
55350	0.928	0.567	0.350	0.388	5.88	293,600	62
55930	1.060	0.580	0.440	0.654	6.35	308,000	64
55648	1.300	0.765	0.420	0.672	8.15	577,600	66
55585	1.350	0.920	0.350	0.454	8.95	789,500	68
55324	1.410	0.880	0.412	0.678	8.98	719,100	70
55254	1.570	0.950	0.670	1.072	9.84	842,700	72
55438	1.840	0.950	0.710	1.990	10.74	842,700	74
55089	1.840	1.130	0.600	1.340	11.63	1,206,000	76
55715	2.000	1.250	0.530	1.250	12.73	1,484,000	78
55109	2.250	1.400	0.550	1.444	14.30	1,871,000	80
55866	3.063	1.938	0.500	1.77	20.00	3,550,000	82

**INDUCTANCE TABLE**

PART NO. (125μ)	INDUCTANCE PER 1000 TURNS (μH)										SEE PAGE
	14μ	26μ	30μ	125μ	147μ	100μ	173μ	200μ	300μ	550μ	
55140	NA	NA	NA	26	31	33	36	42	62	NA	32
55150	NA	NA	NA	35	41	45	48	56	84	NA	34
55180	NA	NA	20	42	49	53	57	67	99	NA	36
55020	8	10	24	50	59	64	69	80	120	220	38
55240	6	11	26	54	64	69	75	86	130	242	40
55270	12	21	50	103	122	132	144	165	247	466	42
55630	6	11	25	52	62	66	73	83	124	229	44
55280	6	11	25	53	63	68	74	84	128	232	46
55290	7	14	32	66	78	84	92	105	159	290	48
55040	7	14	32	66	78	84	92	105	159	290	50
55130	6	11	26	53	63	68	74	85	127	NA	52
55050	6.4	12	27	56	67	72	79	90	134	255	54
55120	8	15	35	72	88	92	104	115	173	317	56
55206	7.8	14	32	68	81	87	96	109	163	320	58
55310	9.9	19	43	90	106	115	124	144	216	396	60
55350	12	22	51	105	124	135	146	169	253	NA	62
55930	18	32	75	157	185	201	217	251	377	740	64
55648	14	28	61	127	150	163	176	203	305	559	66
55585	9	16	38	79	93	101	109	126	190	348	68
55324	13	24	56	117	138	150	162	187	281	615	70
55254	19	35	81	168	198	215	233	269	403	740	72
55438	32	59	135	281	330	360	390	450	674	NA	74
55089	20	37	86	178	210	228	246	265	427	NA	76
55715	17	32	73	152	179	195	210	243	365	NA	78
55109	18	33	75	156	185	200	219	250	374	NA	80
55866	16	30	68	142	NA	NA	NA	NA	NA	NA	82

## APENDICE B. -

Uno de los principales inconvenientes que tiene el trabajar con convertidores cd-cd conmutados, es que estos producen una cierta cantidad de interferencia electromagnética (EMI). Dicha interferencia puede afectar el funcionamiento del equipo que se encuentre conectado directamente al convertidor ó que se encuentre ubicado cerca de éste.

La interferencia electromagnética se define como todo disturbio ó señal electromagnética, natural ó causado por el hombre, que origina el mal funcionamiento de cualquier dispositivo ó sistema eléctrico ó electrónico.

Para que la interferencia exista es necesario que se presente cualquiera de las siguientes condiciones, ó las tres:

1. Generación de la Interferencia.- La interferencia se genera por la variación de un campo eléctrico ó magnético. Casi cualquier equipo que lleva una corriente eléctrica es una posible fuente de interferencia.
2. Transmisión de la Interferencia.- La interferencia puede transmitirse ya sea en forma conducida o radiada.
3. Susceptibilidad a la Interferencia.- Todo equipo sensible puede verse afectado en su funcionamiento por la interferencia.

La interferencia puede tener diferentes orígenes, siendo los más comunes:

1. La carga y descarga repentina de las capacitancias parásitas (del transformador, del transistor a su disipador de calor, etc.).
2. El trabajar con formas de onda cuadradas, ya que esto genera una gran cantidad de armónicas.
3. Generación de picos de corriente de rápido crecimiento.

De lo anterior resulta evidente que el diseñador debe de proveer al convertidor de los medios necesarios para reducir la interferencia, tanto radiada como conducida. Sin embargo, para lograr esto es necesario incluir elementos que

afectan la eficiencia total del sistema. Por lo tanto es necesario llegar a un compromiso entre eficiencia e interferencia de tal forma que se obtenga el mejor funcionamiento del convertidor.

Entre las formas más comunes de reducir la interferencia se tiene el uso de:

1. Filtros, tanto a la entrada como a la salida del convertidor.
2. Conductores trenzados.
3. Blindaje magnético entre el primario y el secundario del transformador.
4. Núcleos de tipo toroidal.
5. La interferencia radiada puede ser reducida colocando al convertidor dentro de una caja metálica.

## APENDICE C.-

Un filtro LC de una etapa conectado a la entrada de un convertidor puede ser de ayuda para mejorar el funcionamiento del convertidor (Figura C-1).

El filtro puede tener tres modos diferentes de operación:

Modo Discontinuo I.- La corriente cae a cero antes de  $\omega t = \pi$ .

Modo Discontinuo II.- La corriente cae a cero en  $\pi < \omega t < \pi + \alpha$ .

Modo Continuo.- La corriente nunca cae a cero.

Haciendo un análisis de las formas de onda mostradas en la figura C-2 es posible llegar a obtener las expresiones que determinan el comportamiento del filtro para sus diferentes modos de operación.

Para el caso del modo discontinuo I se tiene que la corriente promedio normalizada y la corriente rms normalizada quedan respectivamente como:

$$I_{ON} = \frac{1}{\pi} \left[ \gamma \cos \alpha + \sin \alpha - \sin(\alpha + \gamma) - m \frac{\gamma^2}{2} \right]$$

$$I_{ORN} = \left[ \frac{1}{\pi} \int I_{ON}^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

donde:

$$\beta = \gamma + \alpha$$

$\alpha$  = Angulo donde comienza la Conducción de los Diodos D1 y D2

$\gamma$  = Angulo de Conducción.

$m$  = Tensión Normalizada a la Salida del Capacitor.

Se define el factor de potencia como:

$$PF = \frac{P_o}{P_i} = \sqrt{2} \cdot m \cdot \frac{I_{ON}}{I_{ORN}}$$

El análisis de los otros modos de operación se realiza en forma análoga.

En la figura C-3 se puede observar que el punto de operación óptimo se encuentra en P.F.=0.763 y m=0.79 ya que en ese punto se tiene el mejor factor de potencia y la menor regulación (1-m/m).

La inductancia  $L_f$  se determina de:

$$L_f = \frac{2E^2 P_n}{\omega P_o}$$

donde:

$\omega$  = Frecuencia de la Fuente en Radianes.

$P_o$  = Potencia de Salida.

$E$  = Tensión rms.

$P_n$  = Potencia Normalizada.

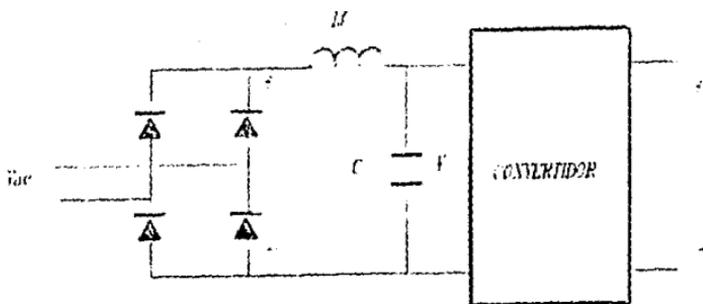


Figura c-1 DIAGRAMA DEL FILTRO

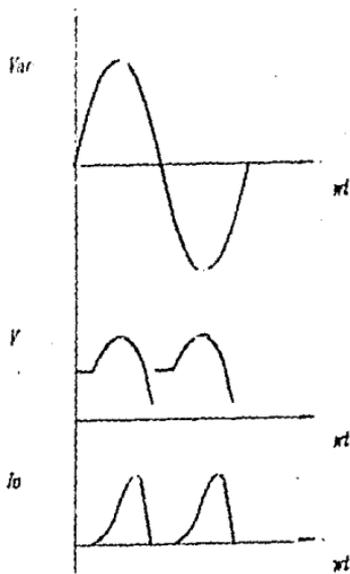


Figura C-2 FORMAS DE ONDA DEL MODO CONTINUO 1

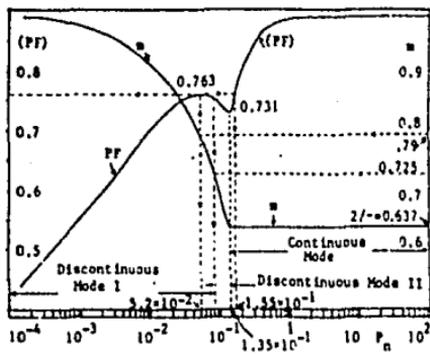


Figura C-3 GRAFICA DE FACTOR DE POTENCIA  
CONTRA POTENCIA NORMALIZADA

## APENDICE D

1

# 3C8 FERRITE

## 3C8 FERRITE

### 3C8 MATERIAL

A Manganese-Zinc ferrite designed for high-flux-density applications. It offers medium permeability, low losses under high flux levels, high B saturation, and a high Curie temperature.

Available in:  
POT CORES  
E, U, & I CORES  
TOROIDS

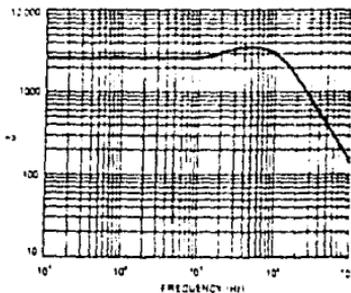
### 3C8 CHARACTERISTICS

Parameters shown are typical values, based upon measurements of a 1" toroid.

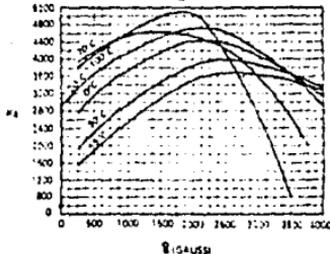
Initial Permeability at 25°C, 100KHz < 1 gauss	$\mu_0$	2700 ( $\pm 20\%$ )
Saturation Flux Density (H = 3 oersteds) at 25°C	$B_s$	$\geq 4400$ gauss
at 100°C	$B_s$	$\geq 3300$ gauss
Coercive Force	$H_c$	20 oersteds*
Residual Flux Density	$B_r$	1000 gauss*
Loss Factor at 100KHz < 1 gauss	$\frac{\tan \delta}{\mu_0}$	$< 10 \times 10^{-8}$
Losses 25KHz, 100°C, 1600 gauss		$\approx 115$ mW/cm <sup>3</sup>
Curie Temperature	$T_c$	$\geq 210^\circ\text{C}$

\*Typical Values

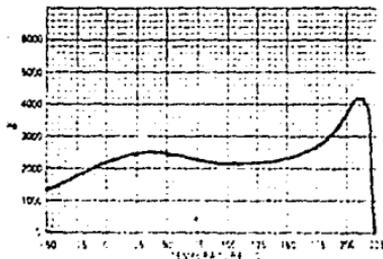
INITIAL PERMEABILITY ( $\mu_0$ ) vs. FREQUENCY



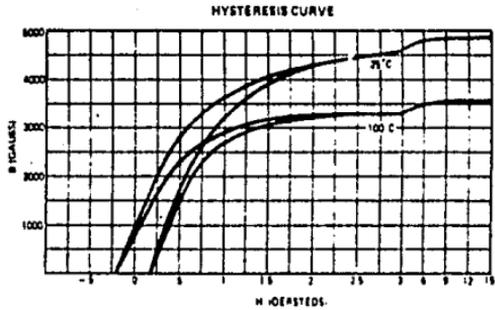
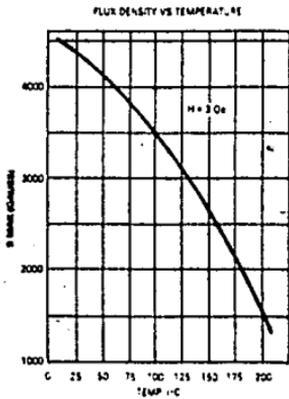
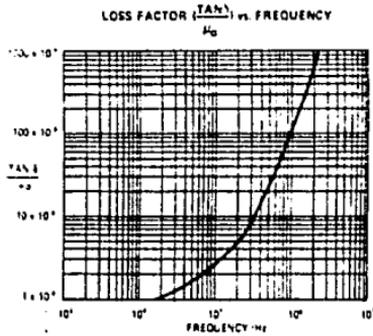
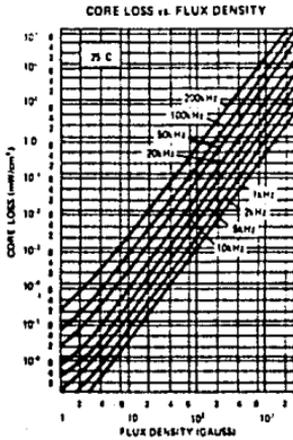
PERMEABILITY ( $\mu_0$ ) vs. FLUX DENSITY (B)



INITIAL PERMEABILITY ( $\mu_0$ ) vs. TEMPERATURE



### 3C8 FERRITE CHARACTERISTIC CURVES



4

EC SERIES  
35

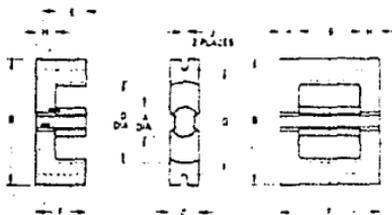
## EC CORE, PART NUMBER EC35

This core is

- manufactured in 3-B ferrite material  
(See Section 1 and page 1-B for material characteristics)
- available in E-E configurations in gapped and gapped versions  
(For gapped versions see page 4-32)
- available with standard bobbin or with PC bobbin for  
printed circuit board mounting
- available with assembly and mounting bolt and plate



When ordering specify EC35-3CB

CHARACTERISTICS  
& DIMENSIONS

## NOMINAL DIMENSIONS IN INCHES

DIMENSION	SING. E E CORE	E-E
A	374	374
B	1 352	1 352
C	374	374
D	894	894
E	482	984
F	681	1 362
G	1 122	1 122
H	199	199
J	108	108

## MECHANICAL CHARACTERISTICS

CORE SET	E-E
MAGNETIC PATH LENGTH <sup>1</sup>	$l_m$ 3 05 in 7.74 CM
CORE CONSTANT	$\frac{l_m}{A_p}$ 23.7 in 3.2 CM <sup>2</sup>
EFFECTIVE CORE AREA	$A_e$ 131 in <sup>2</sup> 843 CM <sup>2</sup>
EFFECTIVE CORE VOLUME	$V_e$ 398 in <sup>3</sup> 6.53 CM <sup>3</sup>
WEIGHT	1.26 oz 35 grams

NOTE: MINIMUM CORE AREA: 655 CM<sup>2</sup>

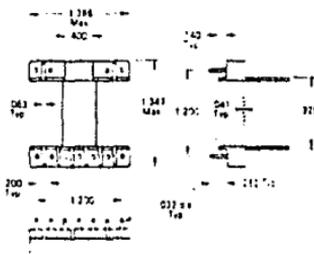
## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CORE MATERIAL	3CB	CONFIG
Al. MH per 1000 turns 1 Gauss, 20°C	±2250 ( $\mu_e$ ±1650 rel.)	E-E
Al. MH per 1000 turns 3100 Gauss, 100°C	±1500 ( $\mu_e$ ±1100 rel.)	E-E
Core losses 25KHz, 1600 Gauss, 100°C	85 Watts max	E-E

## PRINTED CIRCUIT BOBBIN

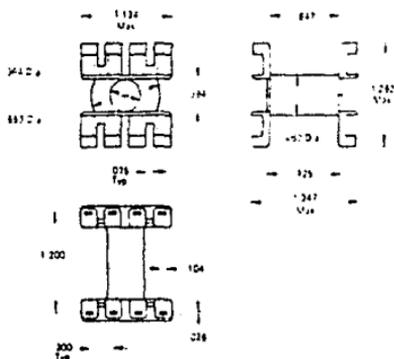
ORDER PART 35PCBI

MATERIAL: PHENOL-FORMALDEHYDE WITH GLASS FILL  
BRASS DIP SOLDERED PINS  
MAX. OPERATING TEMP: 140°C  
WINDING AREA: 18 in<sup>2</sup> (1.03 CM<sup>2</sup>)  
MEAN LENGTH OF TURN: 1.97 in (5 CM)  
11 PIN LOCATIONS  
FLAMMABILITY: UL 94V-1



ALL DIMENSIONS IN INCHES  
UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

STANDARD BOBBIN

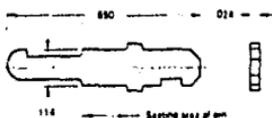


ALL DIMENSIONS ON THIS PAGE IN INCHES.  
NOMINAL VALUES UNLESS OTHERWISE  
SPECIFIED.

ORDER PART 35PTB

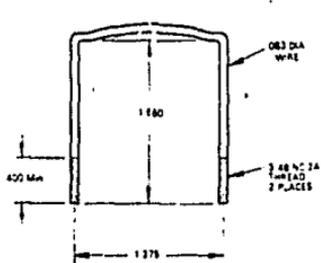
MATERIAL: NYLON WITH GLASS FILL  
MAX. OPERATING TEMP. 130 C  
WINDING AREA 15 (in<sup>2</sup>) (97CM<sup>2</sup>)  
MEAN LENGTH OF TURN 1.97 (in) (5CM)  
16 TERMINAL LOCATIONS  
FLAMMABILITY: UL 94V-1

TERMINAL ORDER 991-430-00

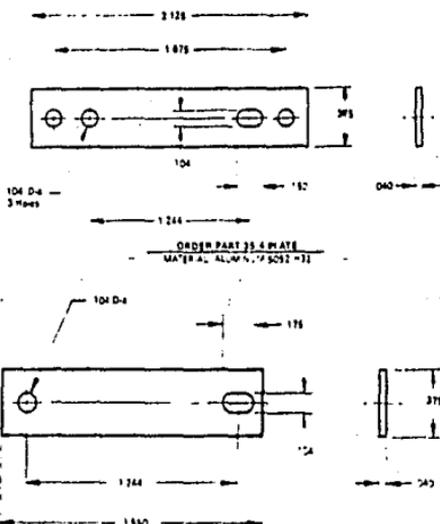


MATERIAL: BRASS HOT TIN DIPPED

MOUNTING PARTS

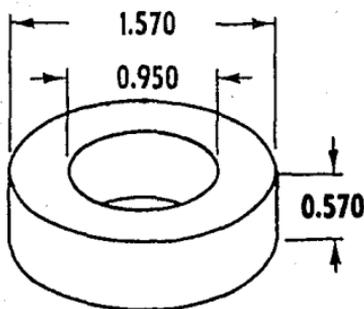


ORDER PART 35 U BOLT  
MATERIAL: BRASS



ORDER PART 35-4 PLATE  
MATERIAL: ALUMINUM 6062-T3

ORDER PART 35-2 PLATE  
MATERIAL: ALUMINUM 6062-T3



WINDOW AREA	842,700 cir. mils
CROSS SECTION	0.1662 in <sup>2</sup> 1.072 cm <sup>2</sup>
PATH LENGTH	3.88 in 9.84 cm
WEIGHT	3.3 oz 92. gm
	(.206 lb.)

#### WINDING TURN LENGTH

WINDING FACTOR	LENGTH/TURN	
100% (UNITY)	0.242 ft	7.38 cm
60%	0.209 ft	6.38 cm
40%	0.1772 ft	5.40 cm
20%	0.1631 ft	4.97 cm
0%	0.1578 ft	4.81 cm

#### CORE DIMENSIONS AFTER FINISH

OD (MAX.)	1.602 in	40.7 mm
ID (MIN.)	0.918 in	23.3 mm
HT (MAX.)	0.605 in	15.37 mm

#### WOUND COIL DIMENSIONS

##### UNITY WINDING FACTOR

DD (MAX.)	2.22 in	56.4 mm
HT (MAX.)	1.385 in	35.2 mm

#### MAGNETIC INFORMATION

Part No.	Turns	Resistance	Material	Notes	Inductance
55257-	14	0.203	A2	*	1.79 (<1500 gauss)
55258-	26	0.110	A2	*	3.33 (<1500 gauss)
55083-	60	-0.0477	ALL	YES	7.88 (<1500 gauss)
55254-	125	0.0230	ALL	YES	16.0 (<1500 gauss)
55253-	147	0.0195	ALL	YES	18.8 (<1500 gauss)
55252-	180	0.0170	ALL	YES	20.6 (<1500 gauss)
55248-	173	0.0165	ALL	YES	22.1 (<1500 gauss)
55251-	200	0.0143	ALL	YES	25.6 (<600 gauss)
55249-	300	0.0095	A2 and L6	YES	38.4 (<350 gauss)
55250-	550	0.0052	A2	YES	70.4 (<350 gauss)

\* 20, 40, 60 and 125 turns are available at high flux cores. See p. 85, How to Order.

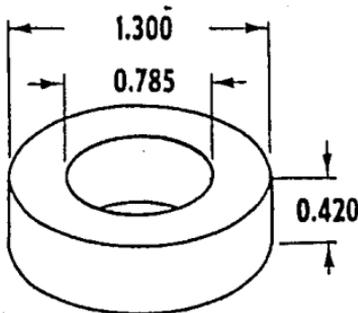
#### WINDING INFORMATION

##### FOR UNITY WINDING FACTOR\*\*

8	47	0.00714	22	1,040	4.08
9	50	0.01123	23	1,297	6.37
10	73	0.01774	24	1,605	9.99
11	92	0.0281	25	1,983	15.55
12	115	0.0444	26	2,479	24.6
13	144	0.0698	27	3,121	38.8
14	180	0.1099	28	3,831	60.6
15	224	0.1726	29	4,682	93.2
16	281	0.273	30	5,852	147.4
17	348	0.426	31	7,203	228
18	434	0.672	32	8,778	344
19	540	1.053	33	10,689	543
20	674	1.653	34	13,861	876
21	843	2.61			

#### NOTES:

\* PLEASE CHECK WITH FIELD SALES OFFICE FOR FURTHER STABILIZATION AND GRADING INFORMATION.  
 \*\* THE NOMINAL DC RESISTANCE AND THE INDUCTANCE ARE THEORETICAL VALUES NOT ATTAINABLE IN PRACTICE.  
 PLEASE SEE WINDING CONSIDERATIONS.



WINDOW AREA 577,600 cir. mils  
 CROSS SECTION 0.1042 in<sup>2</sup> 0.672 cm<sup>2</sup>  
 PATH LENGTH 3.21 in 8.15 cm  
 WEIGHT 1.7 oz 47. gm  
 (1.06 lb.)

**WINDING TURN LENGTH**

WINDING FACTOR	LENGTH/TURN	
100% (UNITY)	0.1943 ft	5.93 cm
60%	0.1668 ft	5.09 cm
40%	0.1400 ft	4.27 cm
20%	0.1282 ft	3.91 cm
0%	0.1238 ft	3.78 cm

**CORE DIMENSIONS AFTER FINISH**

OD (MAX.) 1.332 in 33.8 mm  
 ID (MIN.) 0.760 in 19.30 mm  
 HT (MAX.) 0.457 in 11.61 mm

**WOUND COIL DIMENSIONS**

UNITY WINDING FACTOR

OD (MAX.) 1.840 in 46.7 mm  
 HT (MAX.) 1.103 in 28.0 mm

**MAGNETIC INFORMATION**

Part No.	Winding Factor	Turns	Core Material	Core Type	Core Dimensions (in)	Core Dimensions (mm)
55551-	14	14	0.335	A2	*	2.16 (<1500 gauss)
55550-	26	28	0.167	A2	*	4.00 (<1500 gauss)
55071-	60	61	0.0768	ALL	YES	9.24 (<1500 gauss)
55548-	125	127	0.0369	ALL	YES	19.3 (<1500 gauss)
55547-	147	150	0.0312	ALL	YES	22.6 (<1500 gauss)
55546-	160	163	0.0287	ALL	YES	24.6 (<1500 gauss)
55542-	173	176	0.0266	ALL	YES	26.6 (<1500 gauss)
55545-	200	203	0.0230	ALL	YES	30.8 (<600 gauss)
55543-	300	305	0.0153	A2 and L6	YES	46.2 (<100 gauss)
55544-	550	559	0.0083	A2	YES	84.7 (<50 gauss)

14, 26, 60 and 125a types are available as high flux cores. See p. 84, "How to Order".

**WINDING INFORMATION**

FOR UNITY WINDING FACTOR\*\*

Winding Factor	Turns	Core Material	Core Type	Core Dimensions (in)	Core Dimensions (mm)
8	32	0.00393	23	889	3.50
9	40	0.00618	24	1,100	5.49
10	50	0.00976	25	1,359	8.56
11	63	0.01544	26	1,699	13.53
12	79	0.0244	27	2,139	21.4
13	99	0.0384	28	2,625	33.3
14	123	0.0604	29	3,209	51.3
15	154	0.0949	30	4,011	81.1
16	193	0.1504	31	4,937	125.7
17	239	0.234	32	6,017	189.4
18	298	0.370	33	7,463	299
19	370	0.579	34	9,500	482
20	462	0.909	35	11,788	758
21	578	1.437	36	14,549	1,173
22	713	2.24			

NOTES: \*PLEASE CHECK WITH FIELD SALES OFFICE FOR FURTHER STABILIZATION AND GRADING INFORMATION.  
 \*\*THE NOMINAL DC RESISTANCE AND THE R<sub>DC</sub> ARE THEORETICAL VALUES NOT ATTAINABLE IN PRACTICE. PLEASE SEE WINDING CONSIDERATIONS

INTERNATIONAL RECTIFIER **HEXFET<sup>®</sup> TRANSISTORS IRF740****N-CHANNEL  
POWER MOSFETs****IRF741  
IRF742  
IRF743****400 Volt, 0.55 Ohm HEXFET  
TO-220AB Plastic Package**

The HEXFET<sup>®</sup> technology is the key to International Rectifier's advanced line of power MOSFET transistors. The efficient geometry and unique processing of the HEXFET design achieve very low on-state resistance combined with high transconductance and great device ruggedness.

The HEXFET transistors also feature all of the well established advantages of MOSFETs such as voltage control, freedom from second breakdown, very fast switching, ease of paralleling, and temperature stability of the electrical parameters.

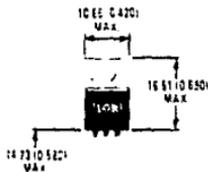
They are well suited for applications such as switching power supplies, motor controls, inverters, choppers, audio amplifiers, and high energy pulse circuits.

**Features:**

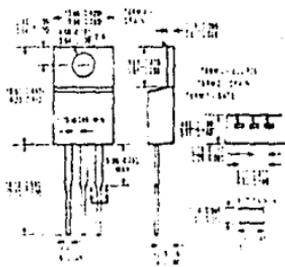
- Compact Plastic Package
- Fast Switching
- Low Drive Current
- Ease of Paralleling
- No Second Breakdown
- Excellent Temperature Stability

**Product Summary**

Part Number	VDS	RDS(on)	ID
IRF740	400V	0.55Ω	10A
IRF741	350V	0.55Ω	10A
IRF742	400V	0.80Ω	8.0A
IRF743	350V	0.80Ω	8.0A

**CASE STYLE AND DIMENSIONS**

ACTUAL SIZE

Case Style TO-220AB  
DUAL IN LINE PACKAGE

# IRF740, IRF741, IRF742, IRF743 Devices

## Absolute Maximum Ratings

Parameter	IRF740	IRF741	IRF742	IRF743	Unit
$V_{GS}$ Drain-Source Voltage	400	350	400	350	V
$V_{DS}$ Drain-Source Voltage $I_{DS} = 1 A$	400	350	400	350	V
$I_{DS} @ T_c = 25^\circ C$ Continuous Drain Current	10	10	8.0	8.0	A
$I_{DS} @ T_c = 100^\circ C$ Continuous Drain Current	6.0	6.0	6.0	6.0	A
$I_{DM}$ Pulsed Drain Current	40	40	32	32	A
$V_{GS}$ Gate-Source Voltage	±20				V
$P_{tot} @ T_c = 25^\circ C$ Max. Power Dissipation	125		See Fig. 14		W
Linear Derating Factor	1.0		See Fig. 14b		W/K
$I_{VM}$ Inductive Current (Camped)	40		See Fig. 15 and 16, $t = 100 \mu s$		A
$T_c$ Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to 150				°C
$T_{lead}$ Lead Temperature	300 (0.063 in.) 1.6 mm max. case for 1.0s				°C

## Electrical Characteristics @ $T_c = 25^\circ C$ (Unless Otherwise Specified)

Parameter	Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$B_{DSS}$ Drain-Source Breakdown Voltage	IRF740 IRF742	400	-	-	V	$V_{GS} = 0V$ $I_D = 250 \mu A$
	IRF741 IRF743	350	-	-	V	
$V_{GS(th)}$ Gate Threshold Voltage	All	2.0	-	4.0	V	$V_{GS} = V_{DS}$ $I_D = 250 \mu A$
$I_{GSS}$ Gate-Source Leakage Forward	All	-	-	500	nA	$V_{GS} = 20V$
$I_{GSS}$ Gate-Source Leakage Reverse	All	-	-	-500	nA	$V_{GS} = -20V$
$I_{DSS}$ Zero Gate Voltage Drain Current	All	-	-	250	$\mu A$	$V_{GS} = \text{Max. Rating}$ $V_{GS} = 0V$
				1000	$\mu A$	$V_{GS} = \text{Max. Rating} \pm 0.8 V_{GS} = 0V$ $T_c = 125^\circ C$
$I_{D(on)}$ On-State Drain Current	IRF740 IRF741	10	-	-	A	$V_{DS} = I_{D(on)} + I_{DSS(on)}$ max. $V_{GS} = 10V$
	IRF742 IRF743	8.0	-	-	A	
$R_{D(on)}$ Static Drain-Source On-State Resistance	IRF740 IRF741	-	0.47	0.55	$\Omega$	$V_{GS} = 10V$ $I_D = 50A$
	IRF742 IRF743	-	0.68	0.80	$\Omega$	
$g_{fs}$ Forward Transconductance	All	4.0	7.0	-	S/D	$V_{GS} = I_{D(on)} + I_{DSS(on)}$ max. $I_D = 5.0A$
$C_{iss}$ Input Capacitance	All	-	1250	1800	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1.0 MHz$
$C_{oss}$ Output Capacitance	All	-	300	450	pF	See Fig. 10
$C_{rss}$ Reverse Transfer Capacitance	All	-	80	150	pF	
$t_{r(on)}$ Turn-On Delay Time	All	-	17	35	ns	$V_{DS} = 175V$ $I_D = 5.0A$ $Z_{\theta} = 4.7D$
$t_r$ Rise Time	All	-	9.0	15	ns	See Fig. 17
$t_{r(off)}$ Turn-Off Delay Time	All	-	45	80	ns	IGBT switching times are necessary measurement of operating temperature
$t_f$ Fall Time	All	-	18	35	ns	
$Q_g$ Total Gate Charge Gate-Source Plus Gate-Drain	All	-	61	90	nC	$V_{GS} = 10V$ $I_D = 12A$ $V_{DS} = 0V$ Max. Rating See Fig. 18 for test circuit. Gate charge is essentially independent of operating temperature
$Q_{gs}$ Gate-Source Charge	All	-	18	-	nC	
$Q_{gd}$ Gate-Drain Miller Charge	All	-	23	-	nC	
$L_D$ Internal Drain Inductance			3.5	-	nH	Measured from the contact screw or tab to center of die
	All		4.5	-	nH	Measured from the drain pad 6mm $\phi$ 25 $\mu$ from package to center of die
$L_S$ Internal Source Inductance	All		7.5	-	nH	Measured from the source pad 6mm $\phi$ 25 $\mu$ from package to source mounting pad

## Thermal Resistance

$R_{\theta(jc)}$ Junction to Case	All	-	-	1.0	K/W
$R_{\theta(jc)}$ Case to Sink	All	-	-	1.0	K/W
$R_{\theta(ja)}$ Junction to Ambient	All	-	-	80	K/W

Mounting surface flat, smooth and greased  
Free Air Operation



# IRF740, IRF741, IRF742, IRF743 Devices

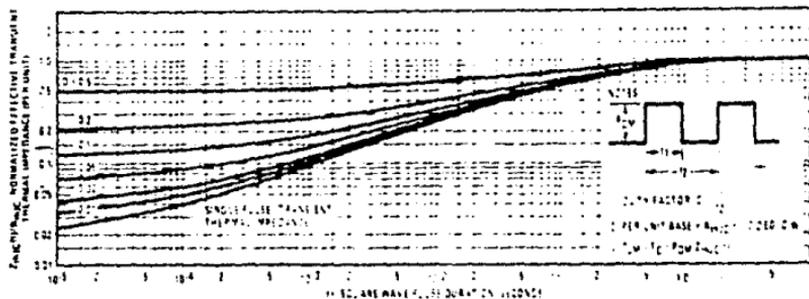


Fig. 5 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case  $V_i$  Pulse Duration

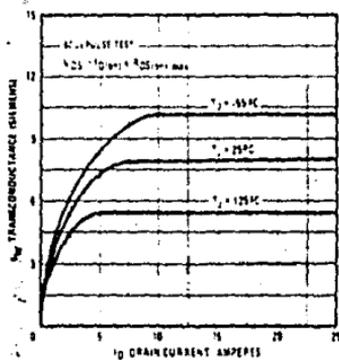


Fig. 6 - Typical Transconductance  $V_i$  Drain Current

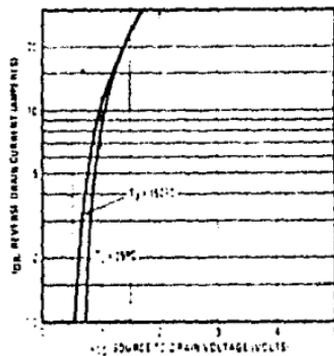


Fig. 7 - Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

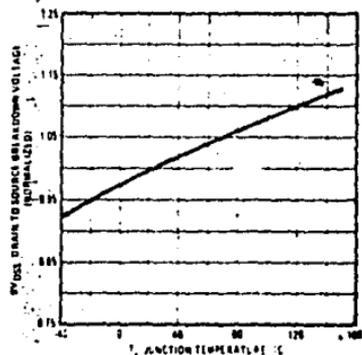


Fig. 8 - Breakdown Voltage Vs. Temperature

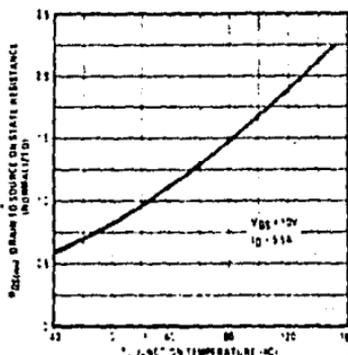


Fig. 9 - Normalized On-Resistance Vs. Temperature

## BIBLIOGRAFIA.-

- [1] Pressman, Abraham I.- Switching and Linear Power Supply Power Converter Design. Hayden Book Company. 1985.
- [2] Ćuk, S.; Middlebrook, R.D.- Advances in Switched Mode Power Conversion. Vols. I,II,III. Tesla Co. 1983.
- [3] Thomson-CSF.- The Power Transistor in its Environment. 1979.
- [4] Unitrode.- Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual.
- [5] Mc Murray, William.- Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor switching Converters. IEEE Transactions on Industry Applications 1980.
- [6] Dewan, Shashi B.- Optimum Input and Output Filters for a Single Phase Rectifier Power Supply. IEEE Transactions on Industry Applications. 1981.
- [7] Varios.- Apuntes del Curso de Electrónica de Potencia. Div. de Educación Continua. Facultad de Ingeniería-UNAM. 1986.

- [8] Campos, Alberto.- Design of a DC-DC Converter to Control the Output of an Automobile Alternator.  
M.Sc. Dissertation  
1982
- [9] Siliconix.- Mospower Applications.  
1985.
- [10] Magnetics.- Powder Cores  
MPP and High Flux Cores for Filter and Inductor Application.
- [11] Ferroxcube.- Linear Ferrite Materials and Components